

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: 2612T – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 3902T005 – Automatické řízení a inženýrská informatika

Regulátory s proměnnou strukturou

Supervisory control

Autor:

Markéta Brůhová

Vedoucí DP práce:

Doc. Ing. Osvald Modrlák, CSc.

Konzultant:

Ing. Lukáš Hubka

V Liberci 27. 6. 2007

Prohlášení

Byl(a) jsem seznámen(a) s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 o právu autorském, zejména § 60 (školní dílo).

Beru na vědomí, že TUL má právo na uzavření licenční smlouvy o užití mé DP a prohlašuji, že **s o u h l a s í m** s případným užitím mé diplomové práce (prodej, zapůjčení apod.).

Jsem si vědom(a) toho, že užít své diplomové práce či poskytnout licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem TUL, která má právo ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, vynaložených univerzitou na vytvoření díla (až do jejich skutečné výše).

Diplomovou práci jsem vypracoval(a) samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum

Podpis

Poděkování

Ráda bych touto cestou poděkovala všem, kteří mi s vypracováním této práce pomohli, zvláště bych pak chtěla poděkovat svému vedoucímu diplomové práce Doc. Ing. Osvaldu Modrlákovi, CSc. a svému konzultantovi Ing. Lukáši Hubkovi.

Abstrakt

Klíčová slova: řídicí systémy s proměnnou strukturou, estimace, řízení

Tato diplomová práce poskytuje na základě dostupné literatury přehled používaných metod a postupů, jež se uplatňují při návrzích řídicích systémů s proměnnou strukturou. Tyto jednotlivé metody jsou stručně popsány a charakterizovány.

Dále jsou zde uvedeny dva simulační modely regulátorů s proměnnou strukturou. Každý z těchto regulátorů má své specifické vlastnosti a využívají odlišné způsoby návrhu. Součástí tohoto oddílu je také stručné seznámení s použitými typy regulátorů a estimátorů. Pomocí simulací v Matlabu jsou zde ukázány kvality a vlastnosti obou návrhů.

V poslední části této práce jsou uvedeny výsledky získané při testování jednoho z regulátorů na laboratorní úloze týkající se regulace otáček modelu s elektronickou zátěží v laboratoři Technické univerzity v Liberci.

Abstract

Keywords: variable structure control systems, estimation, control

This diploma thesis provides on the basis of available literature an overview of methods and techniques that are being used for designing of control systems with variable structure. These concrete methods are briefly described as well.

In the next part there is an introduction of two simulation models of variable structure controllers. Each of these controllers has its own specific characteristics and they use different design techniques. With the aid of simulations in Matlab there are being shown characteristics and qualities of these models.

In the last part of this thesis there are presented the results from the testing of one of these controllers on a laboratory model which is dealing with the control of rotational speed of a model with electronic burden in the laboratory of the Technical University of Liberec.

Obsah

ABSTRAKT	5
ABSTRACT.....	5
OBSAH	6
1 PŘEHLED REGULÁTORŮ S PROMĚNNOU STRUKTUROU	8
1.1 Co je kontrolní řízení.....	8
1.2 Adaptivní kontrolní řízení.....	10
1.2.1 Řízení založené na estimaci	10
1.2.2 Řízení založené na výkonu	12
1.3 Abstraktní řízení	13
1.3.1 Přepínaný systém	13
1.3.2 Přepínací logika	14
1.4 Lineární kontrolní řízení založené na estimaci.....	15
1.4.1 Skupina přípustných procesů a regulátorů	15
1.4.2 Multi-estimátor a multi-regulátor.....	16
1.4.3 Injektované systémy.....	17
1.4.4 Přepínací logika s prodlevou.....	18
1.5 Nelineární kontrolní řízení založené na estimaci	19
1.5.1 Třída přípustných procesů a možných regulátorů	19
1.5.1.1 Stavově dosažitelný proces bez vnější poruchy	20
1.6 Další typy regulátorů s proměnnou strukturou	20
1.6.1 Genetická optimalizace systémů s PID regulátory s proměnnou strukturou.....	21
1.6.1.1 PID regulátor s proměnnou strukturou	21
1.6.1.2 Mikrogenetické algoritmy.....	22
2 TEORETICKÁ ČÁST	24
2.1 Popis dynamického systému.....	24
2.1.1 Vnější popis dynamického systému	24
2.1.2 Vnitřní popis dynamického systému	25
2.1.2.1 Spojitý a diskrétní popis.....	25
2.1.3 Vztah mezi vnějším a vnitřním popisem soustavy	26
2.2 Stavový regulátor	26
2.2.1 Návrh diskrétního stavového regulátoru	27
2.3 Estimace.....	28
2.3.1 Deterministický estimátor	28
2.4 Vybrané typy poruch diskrétních modelů	29
2.5 Časově afinní systémy	32

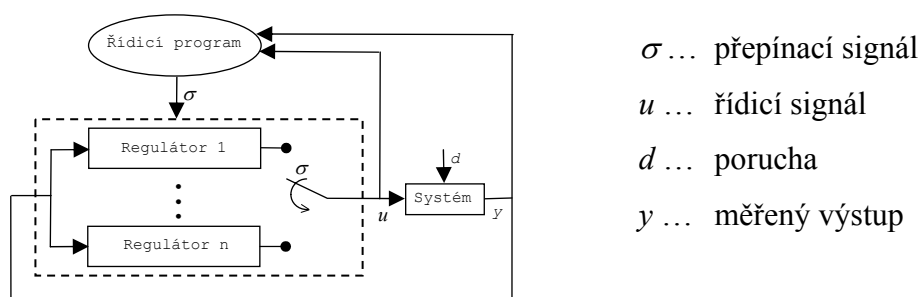
2.6	MATLAB	34
3	NÁVRH DYNAMICKÉ SOUSTAVY A ESTIMÁTORŮ	36
3.1	DYNAMICKÁ SOUSTAVA	36
3.2	ESTIMÁTOR	37
3.3	VÝSLEDNÉ PROPOJENÍ REGULOVANÉ SOUSTAVY A ESTIMÁTORŮ	39
4	SIMULAČNÍ MODELY REGULÁTORŮ S PROMĚNNOU STRUKTUROU.....	40
4.1	REGULÁTOR S ESTIMÁTOREM PROMĚNNÉ STRUKTURY	41
4.1.1	Popis simulačního schématu	42
4.1.1.1	S-funkce „soustava“ a „porucha“	43
4.1.1.2	S-funkce „prepinac“	43
4.1.2	M-file „nastav.m“	44
4.1.2.1	Matice koeficientů systému pro $K = 1$	45
4.1.3	Výsledky simulací	48
4.1.3.1	Porucha typu ARX	48
4.2	REGULÁTOR S PROMĚNNOU STRUKTUROU	51
4.2.1	Regulovaná soustava	52
4.2.2	Regulátory a estimátory	54
4.2.3	Přepínání mezi regulátory	55
4.2.4	Matice Q	57
4.2.5	Použité matice systému pro $K=1$	58
4.2.6	Výsledky simulací	60
4.2.6.1	Koeficient časové afinity $K=0,6$	60
4.2.6.2	Koeficient časové afinity $K=1$	62
4.2.6.3	Koeficient časové afinity $K=1,5$	64
4.2.6.4	Simulace při vstupu více typů poruch pro $K=1$	66
5	MĚŘENÍ NA REÁLNÉ ÚLOZE	68
5.1	POPIS LABORATORNÍHO MODELU	68
5.2	IDENTIFIKACE SOUSTAVY	69
5.2.1	Měření pro určení statické charakteristiky	70
5.2.2	Identifikační měření soustavy	71
5.2.3	Parametrická identifikace	73
5.2.4	Verifikace matematického modelu	74
5.2.5	Měřená porucha laboratorního modelu	75
5.3	VÝSLEDKY MĚŘENÍ	75
ZÁVĚR		80
LITERATURA.....		82
PŘÍLOHY K DIPLOMOVÉ PRÁCI		83

1 Přehled regulátorů s proměnnou strukturou

1.1 Co je kontrolní řízení

Regulace s proměnnou strukturou se uplatňuje v případě řízení komplexu systémů, kdy tradiční kontrolní řízení již neposkytuje žádané výsledky. Jedná se zejména o takové případy, kdy se vlastnosti regulované soustavy mění za provozu příliš často a významně. Jediný robustní regulátor pak nemůže svou kvalitou splnit požadavky na jakost regulace v celém rozsahu regulovaného systému a použití adaptivního regulátoru, který své vlastnosti mění na základě průběžné identifikace a přepočítávání parametrů, také není možné použít. Při kontrolním řízení založeném na přepínání se předem vytvoří skupina možných použitelných regulátorů a přepínačů mezi nimi. Tato skupina regulátorů je založena na výsledcích aktuálního měření soustavy za provozu. Přepínání je řízeno pomocí speciálně navržené logiky, která využívá měření ke zhodnocení výsledků momentálně zapojeného regulátoru a také ke zhodnocení potenciálního výsledku alternativního regulátoru.

Následující Obr.1-1 popisuje základní strukturu používanou při přepínání mezi regulátory.



Obr. 1-1: Přepínání mezi regulátory

Čárkovaně ohraničená část obrázku představuje koncepční reprezentaci přepínacího regulátoru. Ve skutečnosti jsou ale přepínací regulátory realizovány trochu odlišněji. Pokud chceme přepínat mezi skupinou regulátorů C , jež jsou parametrizovány proměnnou $q \in Q$, kde Q je parametrizující množina, y označuje měřený výstup a u je

měřený signál, může být přepínání mezi regulátory ze skupiny C zajištěno následujícím multi-regulátorem

$$\dot{x}_C = F_\sigma(x_C, y), \quad u = G_\sigma(x_C, y), \quad (1-1)$$

kde signál $\sigma : [0, \infty)$ nazývaný *přepínací signál* efektivně určuje, který regulátor je v danou chvíli ve smyčce. Stupně nespojitosti signálu σ odpovídají změně regulátoru a nazývají se *přepínací časy*. Multi-regulátor (1-1) je mnohem účinnější než struktura na Obr.1-1, protože jeho rozměry nezávisí na počtu použitelných regulátorů.

Blok nazvaný *Řídicí program* na Obr.1-1 má za úkol sledovat měřitelné signály (v tomto případě u a y) a rozhoduje, který regulátor by měl být v danou chvíli použit při řízení ve zpětnovazební smyčce.

Výhody kontrolního řízení jsou:

- *Rychlé přizpůsobení* – při kontrolním řízení je přizpůsobení na náhlé změny v procesu velmi rychlé, protože signál σ , který sleduje, který regulátor je umístěn ve zpětné vazbě, není nucen se měnit plynulým způsobem.
- *Flexibilita a modularita* – kontrolní řízení je založeno na modulární architektuře, která odděluje použitelné regulátory (multi-regulátor) od řídicího programu. To umožňuje implementovat běžně dostupné regulátory, jež jsou navrženy podle existujících teorií o neadaptivních systémech.
- *Zrušení vazby mezi kontrolou a řízením* – mezi přepínacími časy je systém připojen k jednomu z regulátorů a dynamika řídicího programu nehraje roli ve vývoji uzavřeného zpětnovazebního systému. Toto zrušení vazby také přidává návrhu na robustnosti, protože nelinearity řídicího programu neovlivňují přímo dynamiku systému. Pokud je tedy proces a každý z možných regulátorů lineární, celkový systém bude mezi přepínacími časy také lineární.

1.2 Adaptivní kontrolní řízení

Mezi přepínacími algoritmy jsou nejslibnější ty, které online vyhodnocují možné chování každého myslitelného regulátoru. Tyto algoritmy mohou být zhruba rozděleny do dvou kategorií:

1. Algoritmy založené na estimaci procesu.
2. Algoritmy založené na přímém vyhodnocování každého přípustného regulátoru.

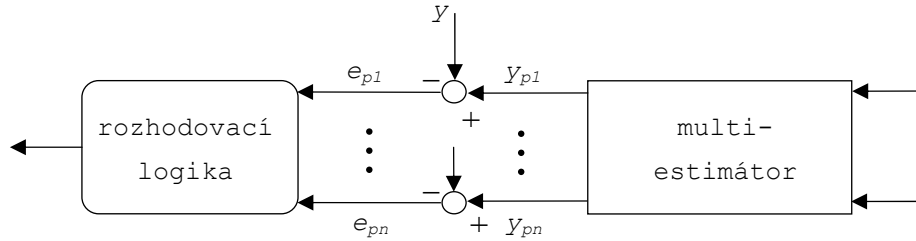
1.2.1 Řízení založené na estimaci

Řízení založené na estimaci průběžně porovnává chování procesu s chováním několika přípustných modelů procesu, aby se určilo, který model nejlépe popisuje daný systém. Tento model je označován za estimaci daného procesu. Řídicí program pak umístí do smyčky ten regulátor, který nejlépe odpovídá estimovanému modelu. Tyto identifikační algoritmy jsou většinou schopny vzít v úvahu i nenamodelovanou dynamiku, ale jejich použitelnost je často znesnadněna výpočetními problémy.

Typická skupina přípustných modelů procesů, která se uvažuje u řízení založeném na estimaci, se skládá ze dvou hlavních částí – jmenovitého modelu N_p , což je obvykle dynamický systém konečného rozměru namodelovaný obyčejnou diferenciální rovnicí a ze skupiny M_p , což je malá skupina přípustných procesů umístěných okolo tohoto jmenovitého modelu N_p .

Pro každý přípustný model z množiny M musí existovat alespoň jeden přípustný regulátor ze skupiny $C := \{C_q : q \in Q\}$ schopný poskytnout danému modelu přijatelný výkon. Tentýž regulátor obvykle poskytuje přijatelný výkon i pokud je připojen k některému procesnímu modelu ze skupiny M_p . Můžeme proto definovat *funkci pro výběr regulátorů* $\chi : P \rightarrow Q$, která mapuje každou hodnotu parametru $p \in P$ s indexem $q = \chi(p) \in Q$ regulátoru C_q , který vykazuje dobré výsledky, pokud je připojen k některému z modelových procesů ze skupiny M_p . Pokud se v určitý okamžik během procesu domníváme, že systém patří do množiny M_p , $p \in P$, pak by měl být použit regulátor C_q , $q := \chi(p)$.

Řízení založené na estimaci může být reprezentováno diagramem na Obr.1-2. Tento typ řízení se skládá z *multi-estimátoru*, jež vyhodnocuje, který přípustný model nejvíce koresponduje s procesem a z *rozhodovací logiky*, která generuje přepínací signál σ a tudíž efektivně vybírá, který regulátor by měl být v dané chvíli použit.



Obr. 1-2: Řízení založené na estimaci

e_{p1}, \dots, e_{pn} chyby estimace,
 y_{p1}, \dots, y_{pn} estimované výstupy.

Obvykle je multi-estimátor dynamický systém ve tvaru

$$\dot{x}_E = A_E(x_E, u, y), \quad y_p = C_E(p, x_E, u, y), \quad e_p = y_p - y, \quad p \in P, \quad (1-2)$$

jehož vstupy jsou měřitelné signály (v tomto případě u a y) a jehož výstupy jsou *chyby estimace* e_p , $p \in P$. Proměnná x_E popisuje stavy multi-estimátoru. Multi-estimátor je navržen podle základního principu, že pokud reálný proces patří do množiny M_p , $p \in P$, pak odpovídající výstup estimovaného y_p by měl odpovídat procesnímu výstupu y a tudíž by měla být chyba estimace malá. Multi-estimátory mohou být navrženy s použitím teorie pozorování nebo s pomocí identifikačních filtrů z adaptivního řízení.

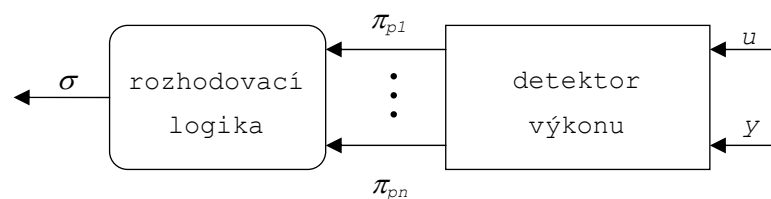
Rozhodovací logika v podstatě porovnává několik estimačních chyb. Pokud je některá z těchto chyb e_p , $p \in P$, malá, pak umístí do zpětnovazebné smyčky odpovídající regulátor C_q , $q := \chi(p)$. Pokud je chyba e_p malá, pak vlastní proces bude pravděpodobně patřit do množiny M_p a vybraný regulátor C_q , $q := \chi(p)$ bude pracovat nejspíše dobře. Dokud je regulátor C_q , $q := \chi(p)$ ve zpětnovazební smyčce, tak systém tvořený procesem, multi-regulátorem a multi-estimátorem je díky estimační chybě e_p pozorovatelný.

Rozhodovací logika na Obr.1-2 potřebuje obecně pouze porovnat estimační chyby. To může být provedeno přímým využitím stavu multi-estimátoru x_E a tudíž vstup rozhodovací logiky bude potřebovat pouze tři signály a to x_E , u a y bez ohledu na to, jak rozsáhlá je množina P .

1.2.2 Řízení založené na výkonu

Výkonnostní řízení je charakteristické tím, že se řídicí program pokouší přímo zhodnotit pravděpodobný výkon každého přípustného regulátoru, aniž by se pokusil o estimaci modelu procesu. Aby mohl tohoto dosáhnout, musí řídicí program vypočítávat tzv. *výkonnostní signály* π_q , $q \in Q$, které poskytují míru toho, jak dobře by se regulátor C_q choval v koncepční zkoušce, při které by byl vlastní kontrolní signál u generován regulátorem C_q jako odezva na měřený výstup procesu y . Tento koncepční experiment je obvykle formulován tak, že si představíme, že je regulátor C_q využíván k tomu, aby se docílilo takového řízení, kdy u bude odezvou na y . Pokud je konkrétní signál π_q , $q \in Q$ velký, víme, že se bude regulátor C_q chovat pro konkrétní pár signálů u a y špatně. Řídicí program by se v tomto případě měl vyvarovat použití tohoto regulátoru, protože vykazoval špatné vlastnosti již při hypotetických podmínkách virtuálního experimentu. Při výkonnostním řízení si řídicí program uchovává ve zpětnovazební smyčce pouze ty přípustné regulátory, které mají odpovídající výkonnostní signály malé.

Obr.1-3 ukazuje blokové schéma výkonnostního řízení. Tento typ řízení se skládá z *detektoru výkonu*, který generuje *výkonnostní signály* π_q , $q \in Q$ a z *rozhodovací logiky*, která generuje přepínací signál σ .



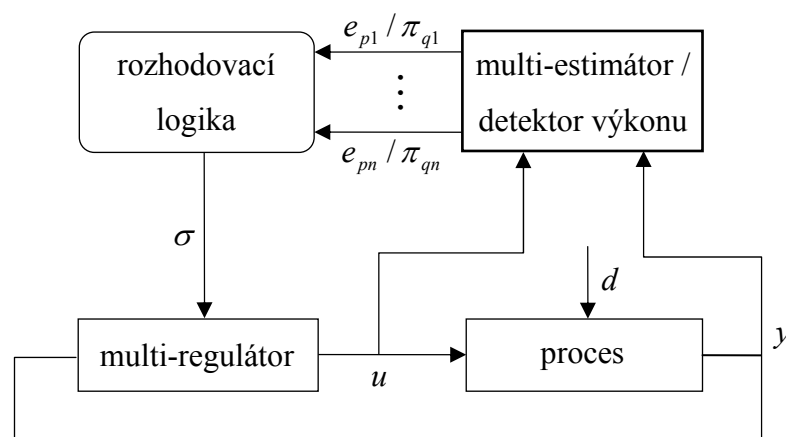
Obr. 1-3: Výkonnostní řízení

u řídicí signál,
 y měřený výstup,

σ přepínací signál,
 $\pi_{p1}, \dots, \pi_{pn}$ výkonnostní signály.

1.3 Abstraktní řízení

Jak řízení založené na estimaci tak i výkonnostní řízení sdílí stejný základ řídicí struktury popsany na Obr.1-4. Toto schéma je proto možné považovat za abstraktní problém, tedy bez ohledu na to, zda se jedná o estimační či výkonnostní řízení.



Obr. 1-4: Běžná architektura řízení založeného na estimaci či na výkonu

u řídicí signál,
 y měřený výstup,
 σ přepínací signál,
 d porucha,
 e_{p1}, \dots, e_{pn} chyby estimace,
 $\pi_{p1}, \dots, \pi_{pn}$ výkonnostní signály.

1.3.1 Přepínaný systém

Přepínaný systém může být popsán následující diferenciální rovnicí

$$\dot{x} = A_{\sigma}(x, d), \quad (1-3)$$

kde x představuje souhrnný stav procesu, multi-regulátoru a multi-estimátoru a d představuje chybu měření. Z pohledu rozhodovací logiky jsou výstupy tohoto systému chyby estimace, které mohou být generovány jako

$$e_p = C_p(x, d), \quad p \in P. \quad (1-4)$$

Přepínaný systém má dvě základní vlastnosti – *porovnávací vlastnost*, jež je vlastností multi-estimátoru a *pozorovací vlastnost*, jež náleží multi-regulátoru.

Porovnávací vlastnost se týká faktu, že multi-estimátor by měl být navržen tak, aby každé konkrétní y_p mohlo poskytnout výstupu y dobrou aproximaci a tím pádem by byla chyba estimace e_p , pokud by se jednalo o systém z množiny M_p , malá.

Pozorovací vlastnost jež náleží použitelným regulátorům říká, že pro každé $p \in P$ musí být přepínaný systém popsáný rovnicemi (1-3), (1-4) s ohledem na chybu estimace e_p pozorovatelný, pokud je hodnota přepínacího signálu $\chi(p) \in Q$.

1.3.2 Přepínací logika

Index σ u regulátoru ve zpětnovazební smyčce je určován přepínací logikou, jejíž vstupy jsou chyby estimace e_p , $p \in P$. Pokud je konkrétní výstup chyby estimace e_p , $p \in P$, nejmenší, měl by být logikou vybrán signál $\sigma = \chi(p) \in Q$. Aby se zabránilo kmitání, musí se tento mechanismus aproximovat zavedením časové prodlevy či hystereze. Jelikož se hodnota p , jež odpovídá nejmenšímu e_p , mění, zavádí se tzv. *přepínací signál procesu* $\rho: [0, \infty) \rightarrow P$, který pro každou časovou hodnotu t označuje aktuální odhad $\rho(t) \in P$ náležející indexu p z množiny M_p . Obecně platí $\sigma = \chi(\rho)$. Skutečným výstupem přepínací logiky je přepínací signál σ , který určuje, který z regulátorů by měl být zapojen. Přepínací signály procesu ρ jsou často pouze vnitřní proměnné náležející logice, nebo jen jakési virtuální signály. Přepínací logika a sledující generátor signálu musí splňovat dvě vlastnosti:

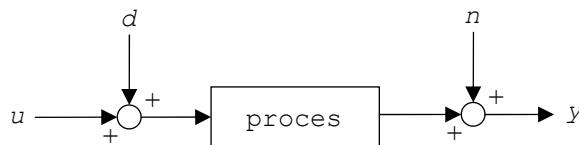
Vlastnost týkající se malých chyb – ta vyžaduje u přepínacího signálu procesu ρ , pro který platí $\sigma = \chi(\rho)$, omezení pro e_p na základě nejmenšího ze signálů e_p , $p \in P$.

Vlastnost týkající se nedestabilizace – tato vlastnost se týká přepínacího signálu σ tehdy, pokud je v časově proměnném smyslu pozorovatelný, tj. pokud je přepínaný systém (1-3), (1-4) pozorovatelný s ohledem na přepínaný výstup e_p . Tato vlastnost jednoduše platí tehdy, pokud se přepínání zastaví v konečném čase. V lineárním případě ukazuje standardní výstup, že je tato vlastnost splněna jednoduše tak, že je přepínání dostatečně pomalé.

1.4 Lineární kontrolní řízení založené na estimaci

1.4.1 Skupina přípustných procesů a regulátorů

Neurčitý proces, jež má být řízen, představuje pozorovatelný lineární model konečných rozměrů s řídicím vstupem u , měřeným výstupem y , vstupní poruchou d a výstupním šumovým signálem n , Obr.1-5.



Obr. 1-5: Proces

u	řídicí signál,
y	měřený výstup,
d	vstupní porucha,
n	výstupní šumový signál.

Předpokládáme, že přenosová funkce procesu patří do skupiny přípustných přenosových funkcí procesních modelů M_p , $p \in P$, kde p je parametr, který si bere hodnoty ze skupiny indexů P . Zde pro každé p označuje M_p skupinu přenosových funkcí soustředěnou okolo jmenovitého procesu s přenosovou funkcí v_p .

Snahou je navrhnout zpětnovazební řízení, které docílí výstupní regulace, tj. docílí nulového výstupu y , pokud budou porucha a šum nulové. Existuje několik způsobů, jak specifikovat přípustnou nenamodelovanou dynamiku v okolí přenosových funkcí v_p jmenovitého procesu. Ty jsou blíže popsány v [01].

Modelování nejistot může být spojeno se změnami v zařízení, poruchou komponent nebo s různými vnějšími vlivy. Potřebujeme tedy vyvinout regulátor, jehož dynamika se může měnit na základě dostupných real-time dat. Tento požadavek vyřizuje řídicí program, jehož účelem je řídit přepínání mezi parametrizovanou skupinou přenosových funkcí

$$C := \{\kappa_q : q \in Q\}, \quad (1-5)$$

kde Q je skupina indexů. Požaduje se, aby byla skupina regulátorů dostatečně velká, aby mohl být každý přípustný procesní model stabilizován zapojením některého regulátoru z množiny C do zpětnovazební smyčky. Předpokládáme, že existuje funkce pro výběr regulátoru $\chi : P \rightarrow Q$, která mapuje každou hodnotu parametru $p \in P$ s indexem $q = \chi(p) \in Q$ regulátoru κ_q , jež stabilizuje přenosovou funkci nominálního procesu stejně jako všechny přenosové funkce ze skupiny M_p v okolí v_p . Pokud je v nějaký okamžik pravděpodobné, že proces patří do skupiny M_p , $p \in P$, pak by měl být použit regulátor κ_q , pro který platí $q = \chi(p)$.

1.4.2 Multi-estimátor a multi-regulátor

U lineárního kontrolního řízení založeného na estimaci se využívá multi-estimátor typu

$$\dot{x}_E = A_E x_E + B_E u, \quad y_p = C_p x_E, \quad e_p = y_p - y, \quad p \in P, \quad (1-6)$$

kde x_E jsou stavy multi-estimátoru, y_p je estimovaný výstup, y je měřený výstup, e_p je chyba estimace a A_E je asymptoticky stabilní matice. Tento typ struktury multi-estimátoru je v kontrolním řízení poměrně obvyklý.

Klíčovou vlastností multi-estimátoru je tzv. *porovnávací vlastnost*, která se vztahuje k faktu, že pokud je přenosová funkce procesu součástí nějaké množiny M_p , $p \in P$, pak odpovídající výstup z estimátoru y_p by měl být blízký výstupu procesu y a tudíž by měla být chyba e_p malá. Ukazuje se, že je vždy možné navrhnout pro lineární systémy s touto vlastností stavově společný multi-estimátor.

1.4.3 Injektované systémy

Přepínaným systémem nazýváme množinu složenou z procesu, multi-estimátoru a multi-regulátoru. Nyní budeme pohlížet na přepínaný systém jako na zpětnovazební propojení dvou subsystémů: procesu a injektovaného systému. Formálně to lze popsat takto:

1. Vezmeme po částech konstantní přepínací signál procesu $\rho : [0, \infty) \rightarrow P$. Je vhodné si představit $\rho(t)$ jako odhad parametrické hodnoty $p \in P$, která indexuje množinu M_p , kde proces leží.
2. Dále definujeme signál

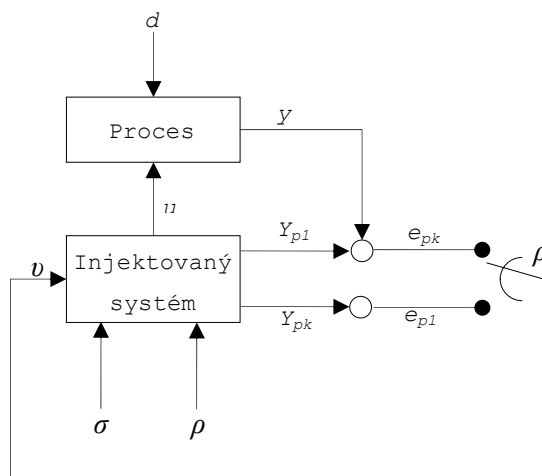
$$v(t) := e_{\rho(t)}(t) = y_{\rho(t)}(t) - y(t), \quad t \geq 0. \quad (1-7)$$

3. Nahradíme y v rovnicích multi-estimátoru a multi-regulátoru pomocí $y_p - v$. Výsledný systém se nazývá *injektovaný systém*, má vstup v , výstupy u a všechna $y_p, p \in P$. Název *injektovaný* vychází z toho, že abychom ho vytvořili, musíme injektovat výstup multi-estimátoru y_p zpět do jeho vstupu y .

Pak můžeme pohlížet na přepínaný systém jako na propojení dvou systémů: procesu a injektovaného systému, jejichž propojení je definováno pomocí (1-7).

Model stavového prostoru injektovaného systému má tvar

$$\dot{x} = A_{\rho\sigma}x + B_{\sigma}v, \quad u = F_{\rho\sigma}x + G_{\sigma}v, \quad y_p = C_p x, \quad p \in P. \quad (1-8)$$



Obr. 1-6: Přepínaný systém jako propojení procesu a injektovaného systému

u	řídící signál,
y	měřený výstup,
d	vstupní porucha,
σ	přepínací signál,
ρ	přepínací signál procesu,
v	signál popsáný vztahem $v(t) := y_{\rho(t)}(t) - y(t)$,
e_{p1}, \dots, e_{pn}	chyby estimace,
y_{p1}, \dots, y_{pn}	estimované výstupy.

Pozorovací vlastnost - pokud jsou $p \in P$ a $q \in Q$ takové, že přípustný regulátor κ_q stabilizuje jmenovitý model procesu v_p , potom pro $\sigma = q \in Q$, $\rho = p \in P$ je injektovaný systém asymptoticky stabilní a přepínaný systém je přes výstup e_p pozorovatelný.

Pokud je estimační chyba malá a tudíž nejspíše patří do množiny M_p , dosáhneme pozorovatelnosti pomocí e_p s využitím regulátoru κ_q , jež stabilizuje v_p . Díky pozorovatelnosti malé e_p způsobí, že bude malé v celém rozsahu přepínaného systému, ať už proces je nebo není z množiny M_p .

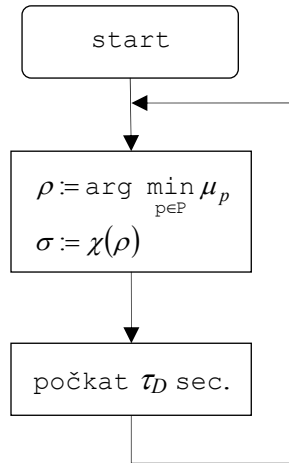
1.4.4 Přepínací logika s prodlevou

Přepínaný systém znázorněný na Obr.1-6 umožňuje pohled na problémy při návrhu přepínací logiky, která generuje σ .

Abychom dosáhli stability chceme, aby bylo $v := e_p$ malé. Nejjednodušší cestou jak toho docílit, je zvolit takové ρ jako index z P , pro které je e_p nejmenší. Nicméně malé v je užitečné pouze tehdy, pokud je injektovaný systém stabilní. Abychom toho dosáhli, chceme, aby se signál $\sigma = \chi(\rho)$ ujistil, že je injektovaný systém stabilní. Abychom se vyvarovali ztráty stability způsobenou přepínáním, měli bychom se vyvarovat příliš častého přepínání. Naneštěstí to však může být v rozporu s tím, že $v := e_p$.

Přepínací logika s prodlevou řeší předchozí problém tím, že vybere ρ jako index z P , pro který je e_p nejmenší, avšak se zdržením na této konkrétní volbě ρ a $\sigma = \chi(\rho)$

nejméně po předem stanovený časový interval τ_D , který se nazývá *časová prodleva*. Obr.1-7 ukazuje zjednodušenou verzi této logiky. Na tomto Obr.1-7 se signály $\mu_p, p \in P$ nazývají *sledovací signály* [01].



Obr. 1-7: Přepínací logika s prodlevou

Výraz $\arg \min_{p \in P} \mu_p$ označuje argument minima, který vyjadřuje takovou hodnotu p , pro kterou nabývá μ_p nejmenší hodnoty. Kontrolní signály by měly být vnímány jako míra velikosti chyb estimace přes oblast, jejíž velikost je definována *faktorem zapomínání* λ . Malý rozměr kontrolního signálu $\mu_p, p \in P$ znamená, že odpovídající chyba estimace e_p už byla malá po nějaký časový interval.

Je možné zvolit různé způsoby přepínání jako rychlé nebo pomalé v závislosti na podobě časové prodlevy τ_D a faktoru zapomínání λ . Tento problém je podrobněji popsán v [01].

1.5 Nelineární kontrolní řízení založené na estimaci

1.5.1 Třída přípustných procesů a možných regulátorů

V současnosti neexistuje univerzální metoda, jak navrhnout multi-estimátor pro jakoukoliv třídu přípustných nelineárních procesů. Můžeme nicméně navrhnout multi-estimátory pro důležité konkrétní třídy nelineárních procesů. Jednou z takových

tříd je nelineární proces, jež je stavově dosažitelný a nepůsobí na něj žádné vnější poruchy [01].

1.5.1.1 Stavově dosažitelný proces bez vnější poruchy

Máme nominální stavové modely N_p , $p \in P$ ve tvaru

$$\dot{z} = A_p(z, u), \quad y = z, \quad p \in P, \quad (1-9)$$

kde jsou stavy dosažitelné a nejsou tam žádné vnější poruchy d . Jeden jednoduchý multi-estimátor pro tuto skupinu je dán jako

$$\dot{z}_p = A(z_p - y) + A_p(y, u), \quad y_p = z_p, \quad p \in P, \quad (1-10)$$

kde A je asymptoticky stabilní matice. V podstatě je potom stav tohoto multi-estimátoru $x_E := \{z_p : p \in P\}$. Použijeme-li multi-estimátor popsany rovnicí (1-10) a pokud je model procesu dán jako N_p , $p \in P$, pak $e_p := y_p - y$ konverguje k nule rychlostí, která je dána vlastními čísly matice A .

1.6 Další typy regulátorů s proměnnou strukturou

Existuje mnoho dalších postupů a teorií využívaných při návrhu regulátorů s proměnnou strukturou, které se více či méně liší od výše uvedených metod. Jednou z nich může být například i PID regulátor s proměnnou strukturou s genetickou optimalizací systému [02].

Dalšími způsoby používanými při návrzích regulátorů s proměnnou strukturou mohou být například regulátory s proměnnou strukturou využívané pro MIMO systémy, kde se schéma skládá ze dvou typů regulátorů. Jeden je regulátor s proměnnou strukturou, jež zajišťuje systému robustní stabilitu i za přítomnosti změn parametrů, neurčitostí či poruch. Druhým regulátorem může být třeba integrální regulátor, jež je schopen při krokování eliminovat trvalou odchylku [03]. Jiné regulátory s proměnnou strukturou se váží například k systémům se speciálními nelinearitami [01], [04], [05],

nebo jsou navrženy speciálně pro konkrétní případy (robotické manipulátory [06], [08], elektro-hydraulické servosystémy [07], apod.).

1.6.1 Genetická optimalizace systémů s PID regulátory s proměnnou strukturou

Tento PID regulátor má podobnou strukturu jako obyčejný PID regulátor, kde se režim PD využívá pro urychlení odezvy, zatímco režim PI slouží k vyrovnaní trvalé odchylky. Pružné změny režimu regulátoru a parametrických hodnot PID regulátoru s proměnnou strukturou by tedy mohly vyřešit problém týkající se trvalé odchylky a dynamické odezvy. V tomto případě je použit pro určení parametrů regulátoru *mikrogenetický algoritmus*, jež v optimu či v blízkosti optimálních výsledků rychle konverguje.

Genetický algoritmus se v kontrolním řízení často využívá. Jedná se o stochastické optimalizační metody, jež jsou založeny na principech přirozené biologické evoluce. *Mikrogenetický algoritmus* se používá pro určení různých parametrů regulátoru z důvodu jejich rychlé konvergence a přijatelné přesnosti.

1.6.1.1 PID regulátor s proměnnou strukturou

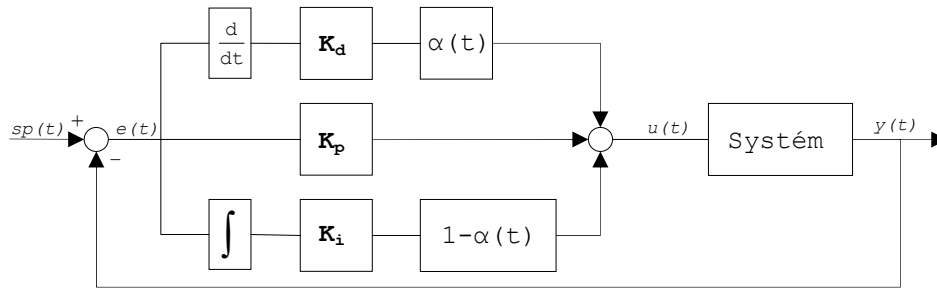
Základem tohoto regulátoru je PID regulátor s proměnnou strukturou popsáný níže.

$$c(s) = K_p(e) \cdot e + \frac{K_i(e)}{s} + K_d(e) \cdot s \quad (1-13)$$

kde $e = r - y$, kde r je žádaný výstup a y je vlastní odezva.

Navržený PID regulátor je znázorněn na Obr.1-8. Je realizován tak, že se PID regulátor s proměnnou strukturou liší oproti klasickému PID pouze v maličkostech. Pro obyčejný PID platí, že systém nemá trvalou odchylku, pokud je použit integrální režim. Pro dostatečně velký integrální zásah se objeví nežádoucí překmitnutí, jež ostře zesiluje se zesilováním funkce. Ostře stoupající zesílení regulátoru bez přítomnosti integrální složky by sice významně urychlilo odezvu systému, ale objevila by se trvalá

regulační odchylka. Je tudíž na místě zajistit nějaký kompromis. Navržený nelineární PID regulátor s proměnnou strukturou (Obr.1-8) by mohl vyřešit daný problém.



Obr. 1-8: Navržený PID regulátor s proměnnou strukturou

K_d, K_p, K_i jsou parametry regulátoru,

$\alpha \in (0,1)$ představuje rostoucí funkci absolutní hodnoty $|e(t)|$ a konverguje buď k nule nebo k jedné. Je definována jako

$$\alpha(t) = \tanh(\eta\beta(t)),$$

$$\text{kde} \quad \beta(t) = \begin{cases} |e(t)| - \varepsilon & \text{pro } |e(t)| \geq \varepsilon > 0 \\ 0 & \text{pro } |e(t)| \leq \varepsilon \end{cases}.$$

Hodnota η určuje, jak rychle se α mění mezi nulou a jednou. Pro rozumnou hodnotu η by se PID regulátor s proměnnou strukturou pohyboval od PD regulátoru v případě velké chyby přes PID regulátor k PI regulátoru, tj. nekonečná hodnota η by vedla PID regulátor s proměnnou strukturou k tomu, že by byl buď typu PD nebo PI podle toho, jak velká by byla absolutní hodnota $|e(t)|$. Čas, ve kterém dochází ke změně struktury PID regulátoru, je určován flexibilním programem, jež je řízen aktuální hodnotou chybového signálu.

1.6.1.2 Mikrogenetické algoritmy

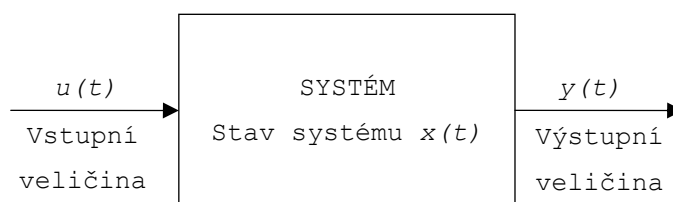
Genetické algoritmy jsou založeny na analogii vzhledem ke genetickému kódu ve struktuře DNA, kde se zakódovaný chromozom skládá z mnoha genů. Jednoduché genetické algoritmy se ukázaly být velmi prospěšnými nástroji při optimalizačních problémech. Mikrogenetické algoritmy pracují s binárně zakódovaným řetězcem. Při realizaci mikrogenetického algoritmu se vybere libovolná skupina pěti řetězců

či čtyř řetězců a jeden dobrý řetězec z minulého pokusu. Zhodnotí se jejich použitelnost a určí se nejlepší řetězec. Ten se označí jako řetězec číslo pět a bude přenesen do další generace. Tímto způsobem se neztratí informace o dobrém schématu. Dále se řetězce vybírají na základě deterministického a pravděpodobnostního vyhodnocování. Celý proces výběru se pak s ohledem na nominální konvergenci několikrát opakuje [02].

2 Teoretická část

2.1 Popis dynamického systému

Popis dynamických systému se provádí pomocí matematického modelu. Tento model vytváříme pomocí zobecněných vlastností, s nimiž lze vytvořit zjednodušený fyzikální model. Matematický model se pak odvozuje pomocí metod identifikace na základě měření vstupů a výstupů zkoumaného dynamického systému nebo z fyzikálních zákonů aplikovaných na tento fyzikální model. Matematický model představuje matematické vyjádření podstatných vlastností systému a popisuje znalosti o systému v použitelné formě.



Obr. 2-1 Popis dynamického systému

2.1.1 Vnější popis dynamického systému

Vnější popis dynamického systému představuje vyjádření dynamických vlastností systému pomocí relací mezi vstupní a výstupní veličinou. Tento popis získaný měřením vstupní a výstupní veličiny poskytuje informace pouze o vnějších stavech systému.

Vztah mezi vstupem a výstupem lze vyjádřit např. pomocí diferenciální rovnice ve tvaru

$$y^{(n)} + a_{n-1}y^{(n-1)} + \dots + a_1y^{(1)} + a_0y = b_mu^{(m)} + \dots + b_1u^{(1)} + b_0u, \text{ pro } m \leq n. \quad (2-1)$$

2.1.2 Vnitřní popis dynamického systému

Vnitřní popis systému vyjadřuje relaci mezi vstupní veličinou $u(t)$, stavem systému $x(t)$ a výstupní veličinou $y(t)$. Popis je pak realizován pomocí stavových rovnic systému. Obecně lze popis vyjádřit pomocí nelineární vektorové stavové rovnice

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= f(x, u, t), \\ y(t) &= g(x, u, t),\end{aligned}\tag{2-2}$$

kde $x(t)$ je n -rozměrný stavový vektor,

$y(t)$ je výstup systému,

f je n -rozměrná nelineární vektorová funkce,

g je skalární funkce.

2.1.2.1 Spojitý a diskrétní popis

Pokud je dynamický systém lineární, časově invariantní a má jeden vstup a jeden výstup, pak platí

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A \cdot x(t) + B \cdot u(t), \\ y(t) &= C \cdot x(t) + D \cdot u(t).\end{aligned}\tag{2-3}$$

Připojíme-li na vstup spojitého systému číslicově analogový převodník a na výstup analogovo-číslcový převodník, získáme tak diskrétní systém.

$$\begin{aligned}x(k+1) &= M \cdot x(k) + N \cdot u(k), \\ y(k) &= C \cdot x(k) + D \cdot u(k),\end{aligned}\tag{2-4}$$

kde $x(t), x(k)$ je vektor stavových veličin $[n \times 1]$,

$y(t), y(k)$ je výstup systému,

$u(t), u(k)$ je vektor buzení rozměru $[p \times 1]$,

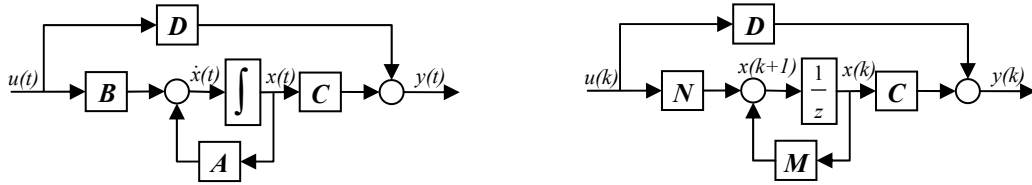
A, M je matice systému rozměru $[n \times n]$,

B, N je matice buzení rozměru $[n \times p]$,

C je matice výstupu rozměru $[l \times n]$,

D matice převodu $[I \times I]$,

p počet budících veličin.



Obr. 2-2: Blokové schéma zapojení spojitého, resp. diskrétního systému

2.1.3 Vztah mezi vnějším a vnitřním popisem soustavy

Na začátku identifikace soustavy získáme po vyhodnocení měření obrazový přenos zvolené soustavy. Jestliže chceme provést návrh regulátoru ve stavovém prostoru, musíme nejprve přejít z obrazového přenosu na stavový popis. Tento přechod lze realizovat pomocí různých metod, např. metodou snižování řádu derivace (výsledný stavový popis se označuje jako *normální forma řiditelnosti*) nebo pomocí metody postupných integrací (výsledný stavový popis je označován jako *normální forma rekonstruovatelnosti*).

2.2 Stavový regulátor

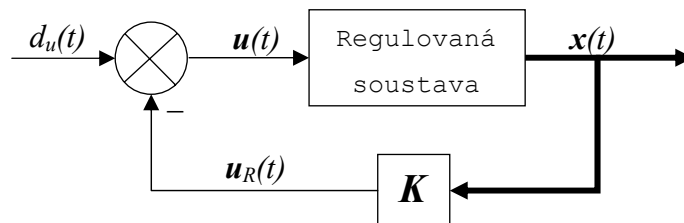
Stavový regulátor využívá oproti PID regulátoru úplné informace o systému. Pro výpočet akční veličiny u_R platí vztah

$$u_R(t) = -Kx(t), \text{ resp. } u_R(k) = -Kx(k), \quad (2-5)$$

kde K je matice regulátoru $[1 \times n]$,

$x(t), x(k)$ jsou vektory stavu (spojitý, resp. diskrétní).

Pokud jsou všechny stavové veličiny měřitelné, pak má stavový regulátor strukturu obvodu znázorněnou na Obr.2-3.



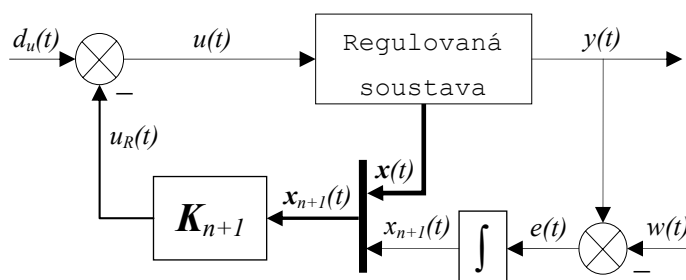
Obr. 2-3: Struktura obvodu se stavovým regulátorem

Takto zapojený stavový regulátor nedokáže zajistit změny žádaných hodnot, ani nezvládne eliminovat účinek trvalých poruch. Abychom tento nedostatek odstranili, musíme do schématu zapojit ještě pro spojitý obvod integrátor (Obr.2-4) a pro diskrétní obvod zpožďovací člen. Tímto rozšířením získáme další stavovou veličinu a výstup z regulátoru můžeme popsat jako

$$\mathbf{u}_R(t) = -\mathbf{K}_{n+1}\mathbf{x}_{n+1}(t), \text{ resp. } \mathbf{u}_R(k) = -\mathbf{K}_{n+1}\mathbf{x}_{n+1}(k), \quad (2-6)$$

kde \mathbf{K}_{n+1} je matice regulátoru $[1 \times (n+1)]$,

$\mathbf{x}_{n+1}(t)$, $\mathbf{x}_{n+1}(k)$ jsou vektory stavu (spojitý, resp. diskrétní) $[(n+1) \times 1]$.



Obr. 2-4: Struktura obvodu se stavovým regulátorem a integrátorem

2.2.1 Návrh diskrétního stavového regulátoru

Při návrhu stavového regulátoru byla využita často používaná metoda nejmenších čtverců, jež je založena na minimalizaci kvadratického kritéria ve tvaru

$$J(u(k)) = \sum_{k=1}^N [x^T(k) \mathbf{Q} x(k) + u^T(k) \mathbf{R} u(k)] + x^T(N) \mathbf{P} x(N), \quad (2-7)$$

kde \mathbf{Q} , \mathbf{R} , \mathbf{P} představují pozitivně definitní, symetrické matice váhových koeficientů. Ty se obvykle v zájmu usnadnění výsledných vztahů volí jako diagonální.

2.3 Estimace

Pokud nejsou všechny stavové veličiny přístupné měřením, odhadují se pomocí *estimátoru*. Do regulátoru se pak místo vektorů $\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{x}(k)$ dosazují vektory estimované $\hat{\mathbf{x}}(t)$, $\hat{\mathbf{x}}(k)$. Výpočet vektorů stavových veličin se provádí pomocí stavových modelů a na základě měření vstupů $u(t)$, resp. $u(kT)$ a výstupu $y(t)$, resp. $y(kT)$. Tento výpočet je označován jako odhad neboli *estimace* stavového vektoru. Blokové schéma prvků, pomocí kterých se odhad realizuje, se nazývá *estimátor*.

- *Deterministická estimace stavu* se provádí tehdy, jestliže měřený signál neobsahuje aditivní šumový signál.
- *Kalmanova estimace stavu* představuje takovou estimaci, kdy měřený signál obsahuje aditivní šum.

2.3.1 Deterministický estimátor

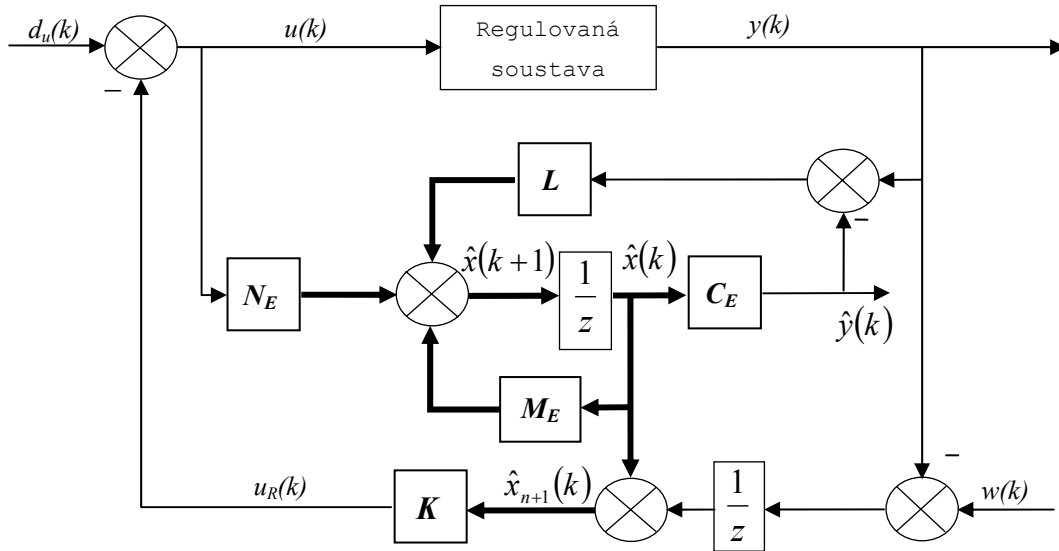
Jeden z nejpoužívanějších deterministických estimátorů je tzv. *Luenbergův estimátor*. Na počátku návrhu se předpokládá znalost matice systému \mathbf{M} , matice buzení \mathbf{N} a matice výstupu \mathbf{C} . Měření je výstup ze systému $y(k)$. Vlastní rovnice estimátoru má tvar

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{M}_E \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{N}_E \mathbf{u}(k) + \mathbf{L}[y(k) - \hat{y}(k)], \quad (2-8)$$

kde \mathbf{M}_E , \mathbf{N}_E , \mathbf{C}_E , \mathbf{L} jsou matice estimátoru,

$\hat{\mathbf{x}}(k)$ je odhadovaný vektor stavu,

$\hat{y}(k)$ je odhadovaný výstup.



Obr. 2-5: Soustava se stavovým regulátorem, estimátorem stavu a integrátorem

2.4 Vybrané typy poruch diskrétních modelů

V teorii řízení rozdělujeme poruchy na dva typy:

- *Poruchy stochastické* (náhodné) – lze je popsat pomocí statistických charakteristik.
- *Poruchy deterministické* – takové, které lze popsat analyticky.

Podle toho, jaký máme šumový signál, volíme přenos $G_F(z^{-1})$.

1. *Struktura modelu typu ARX* (Autoregressive with Exogenous Variable) – pro $G_F(z^{-1}) = 1$. Výstup modelu lze popsat jako

$$y(k) = z^{-v} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(k) + \frac{1}{A(z^{-1})} v(k), \quad (2-9)$$

kde v je stupeň polynomu, který je třeba zvolit,

$v(k)$ je diskrétní bílý šum,

$u(k)$ je determinovaný vstup,

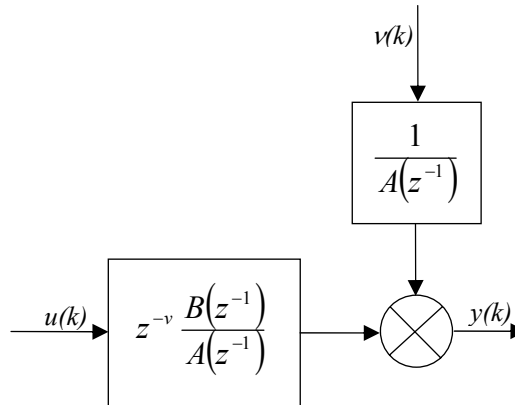
A je polynom jmenovatele,

B je polynom čitatele.

Diferenční rovnice má tvar

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - \dots - a_n y(k-n) + b_0 u(k-v) + \dots + b_m u(k-v-m) + v(k), \quad (2-10)$$

kde m, n, v jsou stupně polynomu, které je nutno zvolit,
 $v(k)$ je diskretní bílý šum.



Obr. 2-6: Struktura modelu typu ARX

2. *Struktura modelu typu OE či OUT* (Output Error) – pro $G_F(z^{-1}) = A(z^{-1})$.

Výstup modelu lze popsat jako

$$y(k) = z^{-v} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(k) + v(k), \quad (2-11)$$

kde v je stupeň polynomu, který je třeba zvolit,

$v(k)$ je diskretní bílý šum,

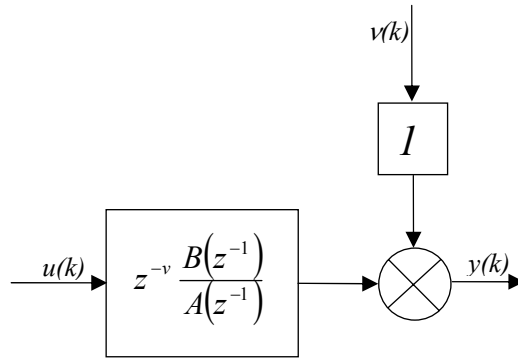
$u(k)$ je determinovaný vstup.

Diferenční rovnice má tvar

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - \dots - a_n y(k-n) + b_0 u(k-v) + \dots + b_m u(k-v-m) + v(k) + a_1 v(k-1) + \dots + a_n v(k-n), \quad (2-12)$$

kde m, n, v jsou stupně polynomu, které je nutno zvolit,

$v(k)$ je diskretní bílý šum.

**Obr. 2-7: Struktura modelu typu OE**

3. *Struktura modelu typu ARMAX* (Autoregressive Moving Average with Exogenous Variable) – autoregresivní model s klouzavým průměrem a externí proměnnou – akční veličinou $u(k)$. V tomto případě je $G_F(z^{-1}) = C(z^{-1})$. Výstup modelu lze popsat jako

$$y(k) = z^{-v} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(k) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} v(k), \quad (2-13)$$

kde v je stupeň polynomu, který je třeba zvolit,

$v(k)$ je diskretní bílý šum,

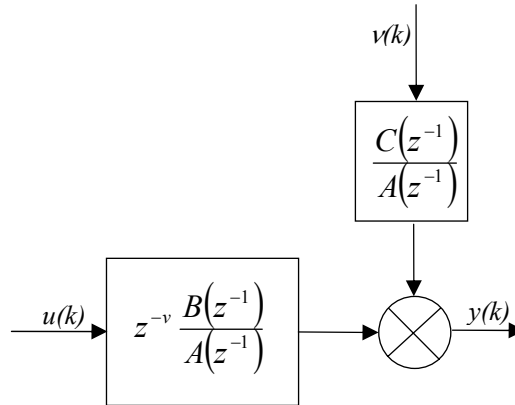
$u(k)$ je determinovaný vstup.

Diferenční rovnice má tvar

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - \dots - a_n y(k-n) + b_0 u(k-v) + \dots + b_m u(k-v-m) + \\ + c_0 v(k) + c_1 v(k-1) + \dots + c_n v(k-n), \quad (2-14)$$

kde m, n, v jsou stupně polynomu, které je nutno zvolit,

$v(k)$ je diskretní bílý šum.

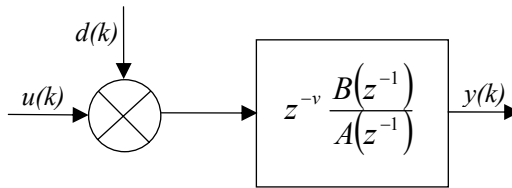


Obr. 2-8: Struktura modelu typu ARMAX

4. Struktura modelu typu *IN* (Input Error) – pro $G_F(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}$.

Výstup modelu lze popsat jako

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} [u(k) + v(k)]. \quad (2-15)$$



Obr. 2-9: Struktura modelu typu IN

2.5 Časově afinní systémy

Abychom mohli provést simulaci reálného modelu, potřebujeme získat matematický popis dynamiky systému. Pro účel této simulace si připravíme tři časově afinní systémy. Ty získáme pomocí následující úpravy nominálního systému:

$$y(t) = y_a(t/K), \quad (2-16)$$

kde $y(t)$ je časově afinní funkce,

$y_a(t)$ nominální funkce,

K koeficient časové afinity,

t čas.

Vyjádření časově afinního přenosu pomocí Laplaceovy transformace je potom

$$A(s) = A_a(Ks) = a_n K^n s^n + a_{n-1} K^{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 Ks + a_0, \quad (2-17)$$

kde $A(s)$ je časově afinní soustava,

$A_a(s)$ nominální soustava,

K koeficient časové afinity,

n řád soustavy.

Takto nově vzniklá soustava se liší od soustavy nominální podle toho, jaký koeficient byl zvolen – pokud je zvolený koeficient větší než jedna, je nová soustava pomalejší, pokud je menší než jedna, je nová soustava rychlejší oproti soustavě nominální.

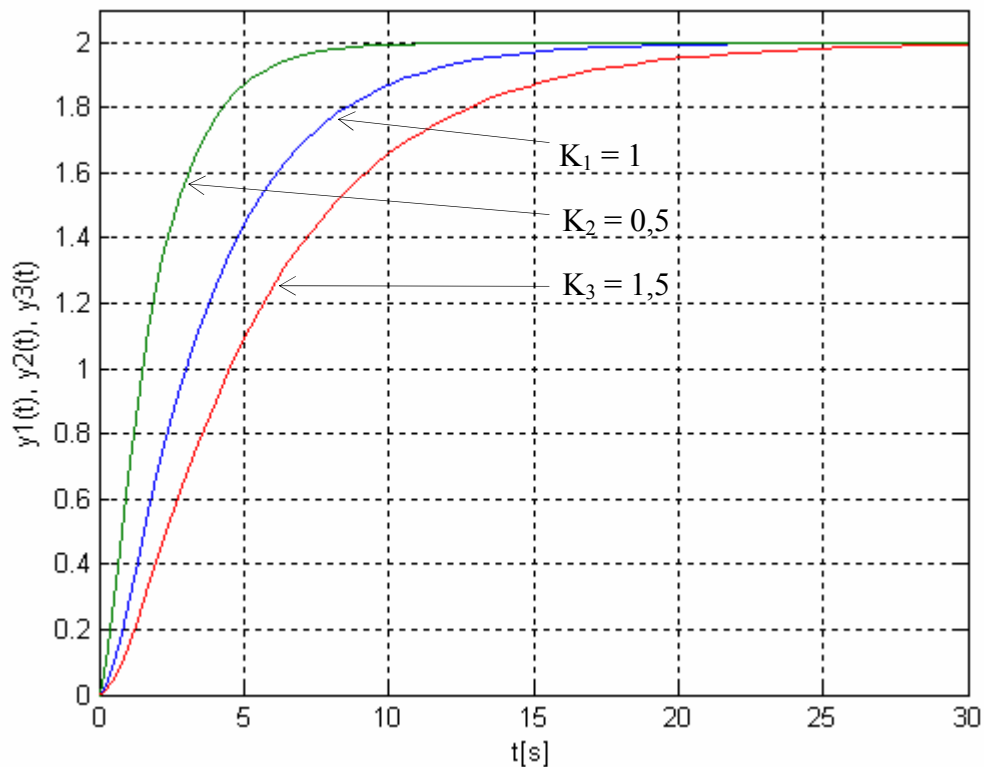
Pro nominální soustavu druhého řádu s přenosovou funkcí

$$F_1(s) = \frac{1}{s^2 + 2s + 0,5}$$

se volí koeficient afinity $K_1 = 1$. Pro zbylé dva afinní systémy byly zvoleny koeficienty afinity $K_2 = 0,5$ a $K_3 = 1,5$. Přenosové funkce mají tvar

$$F_2(s) = \frac{4}{s^2 + 4s + 2},$$

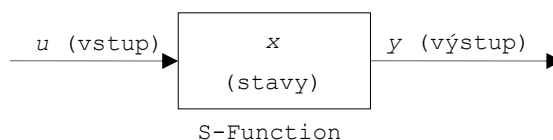
$$F_3(s) = \frac{0,444}{s^2 + 1,333s + 0,222}.$$



Obr. 2-10: Přejchodové charakteristiky pro afinní soustavy s koeficienty afinity K

2.6 Matlab

Pro veškeré návrhy a simulace regulačních systémů bylo využito prostředí Matlab. Programová část byla psána do tzv. m-souborů (*m-files*) a schémata byla navržena v prostředí Matlab Simulink, do nichž byly vkládány tzv. S-funkce. Ty umožňují implementovat pomocí programu vlastní algoritmy do schématu v Simulinku. S-funkce pracují na stejném principu jako standardní bloky Simulinku. Skládají se ze vstupů, výstupů a stavových veličin, viz Obr.2-11.



Obr. 2-11: Základní schéma S-funkce

Programové schéma v m-souboru je psáno jako funkce ve formě

$$[sys, x0, str, ts] = f(t, x, u, flag, p1, p2, \dots),$$

kde sys je vektor požadovaných výstupů,
 $x0$ jsou počáteční stavové podmínky,
 str je řetězec pořadí jednotlivých stavů,
 ts obsahuje informace o vzorkovacím čase,
 f je název S-funkce,
 t je čas,
 x je stavový vektor dané S-funkce,
 u je vstupní veličina,
 $flag$ představuje úkol, který má být vykonán,
 $p1, p2$ jsou parametry bloku.

Hlavní funkce vyvolává sub-funkce, které jsou označeny pomocí návěští, tzv. *flag*. Tyto sub-funkce, které jsou označovány jako metody S-funkce, vykonávají během simulace požadavky S-funkce. Následující tabulka (Tab.1) obsahuje seznam, který popisuje požadovanou standardní formu.

Tab. 1: Popis S-funkce

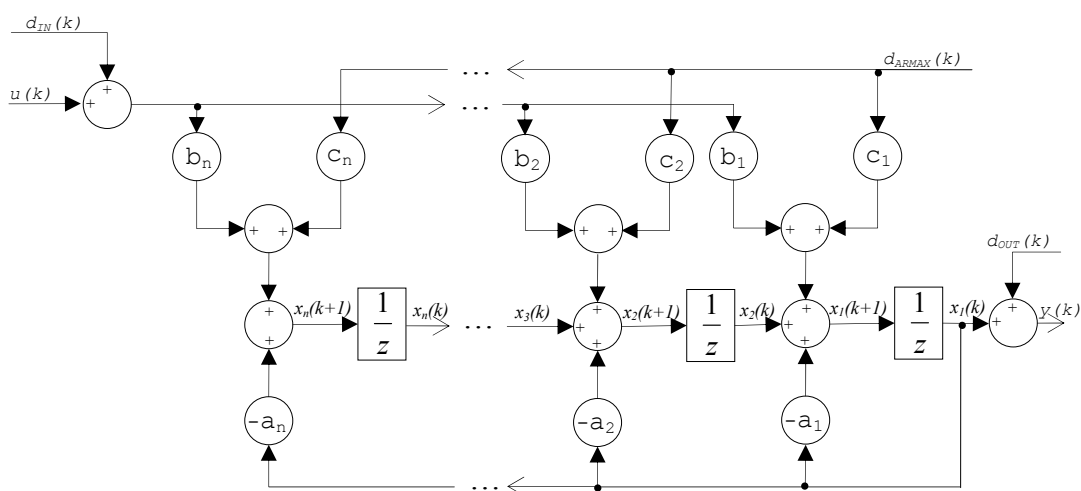
Stav simulace	Program S-funkce	Flag
Inicializace	mdlInitializeSizes	flag = 0
Výpočet následujícího časového okamžiku (pro variabilní vzorkovací krok)	mdlGetTimeOfNextVarHit	flag = 4
Výpočet výstupů	mdlOutputs	flag = 3
Aktualizace diskrétních stavů	mdlUpdate	flag = 2
Výpočet derivací	mdlDerivatives	flag = 1
Konec požadavku na simulaci	mdlTerminate	flag = 9

Při výpočtech parametrů regulátorů byly použity předdefinované funkce Matlabu a to funkce *lrqy* pro výpočet parametrů spojitého regulátoru a funkce *dlqr* pro výpočet parametrů diskrétního regulátoru.

3 Návrh dynamické soustavy a estimátorů

3.1 Dynamická soustava

Na Obr.3-1 je schématicky znázorněn diskrétní stavový model soustavy, která má strukturu matice koeficientů ve tvaru normální formy rekonstruovatelnosti.



Obr. 3-1: Diskrétní stavový model soustavy s poruchami

Matice diskrétního stavového popisu jsou

$$\mathbf{x}(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_{n-1}(k) \\ x_n(k) \end{bmatrix}, \mathbf{M} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -a_2 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_{n-1} & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_n & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} b_1 & c_1 \\ b_2 & c_2 \\ \vdots & \vdots \\ b_{n-1} & c_{n-1} \\ b_n & c_n \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = [1 \ 0 \ \cdots \ 0 \ 0], \mathbf{D} = 0, \quad (3-1)$$

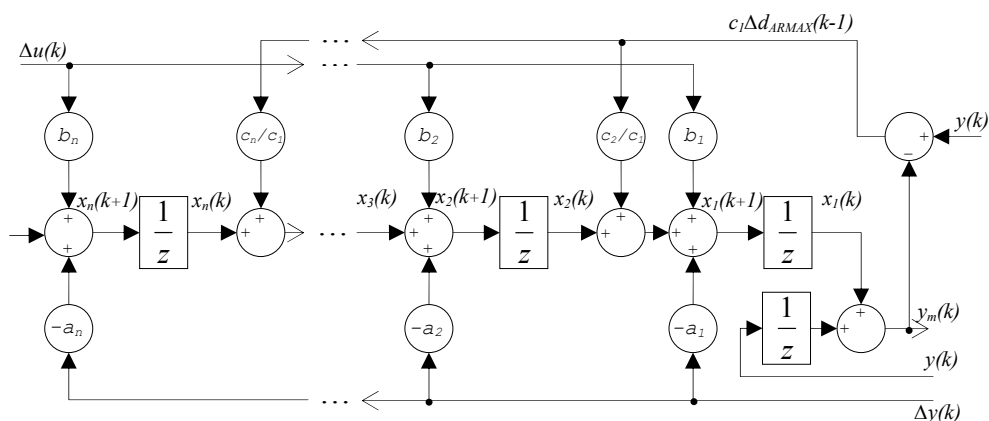
kde \mathbf{M} je matice soustavy,
 \mathbf{N} je matice buzení,
 \mathbf{C} je matice výstupu,
 \mathbf{D} je matice buzení,
 $\mathbf{x}(k)$ je vektor stavových veličin,
 $\mathbf{u}(k)$ je vektor buzení.

3.2 Estimátory

V diplomové práci byly použity diskrétní přírůstkové estimátory. Do těchto estimátorů vstupuje přírůstek akční veličiny Δu , regulovaná veličina y a přírůstek regulované veličiny Δy . Estimovaný stavový vektor \mathbf{x} , který vystupuje z estimátoru je potom dále využit pro výpočet parametrů stavového regulátoru. Další veličinou, jež vystupuje z estimátoru je chyba estimace

$$\varepsilon = y_E - y = z^{-1}y + \Delta y_E - (z^{-1}y + \Delta y) = \Delta y_E - \Delta y, \quad (3-2)$$

kde y_E je estimovaný výstup.



Obr. 3-2: Schématické znázornění estimátorů typu IN, ARX a ARMAX

Chybu estimace v tomto zapojení můžeme vyjádřit z (3-2) jako

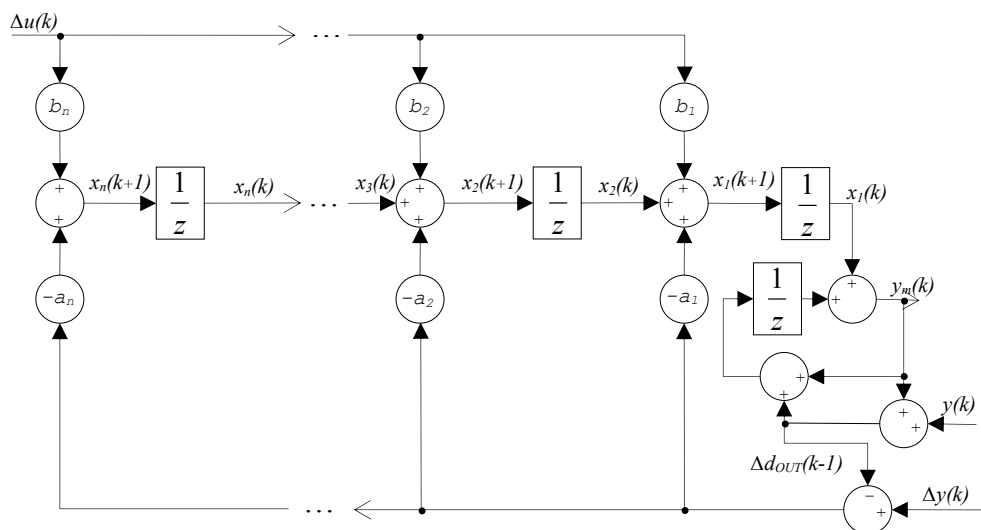
$$\begin{aligned} \varepsilon &= y_E - y = \Delta y_E - \Delta y = B_E \Delta u + (1 - A_E) \Delta y - \Delta y = \\ &= B_E \Delta u - A_E \left(\frac{B}{A} \Delta u + \frac{C}{A} \Delta d_{ARMAX} + \frac{1}{C} \Delta d_{ARX} + \Delta d_{OUT} \right), \end{aligned} \quad (3-3)$$

kde A, B jsou polynomy v čitateli a jmenovateli přenosu regulované soustavy,

A_E, B_E jsou polynomy odpovídajících přenosů estimátorů,

C je polynom v čitateli modelu poruchy C/A ,

y_E je výstupní veličina estimátoru.



Obr. 3-3: Model diskrétního stavového estimátoru typu OUT

Chybu estimace v tomto zapojení estimátoru typu *OUT* můžeme vyjádřit jako

$$\begin{aligned} \varepsilon = y_E - y &= \Delta y_E - \Delta y = \frac{B_E}{A_E} \Delta u - \Delta y = \\ &= \frac{B_E}{A_E} \Delta u - \left(\frac{B}{A} \Delta u + \frac{C}{A} \Delta d_{ARMAX} + \Delta d_{OUT} \right), \end{aligned} \quad (3-4)$$

kde A, B jsou polynomy v čitateli a jmenovateli přenosu regulované soustavy,

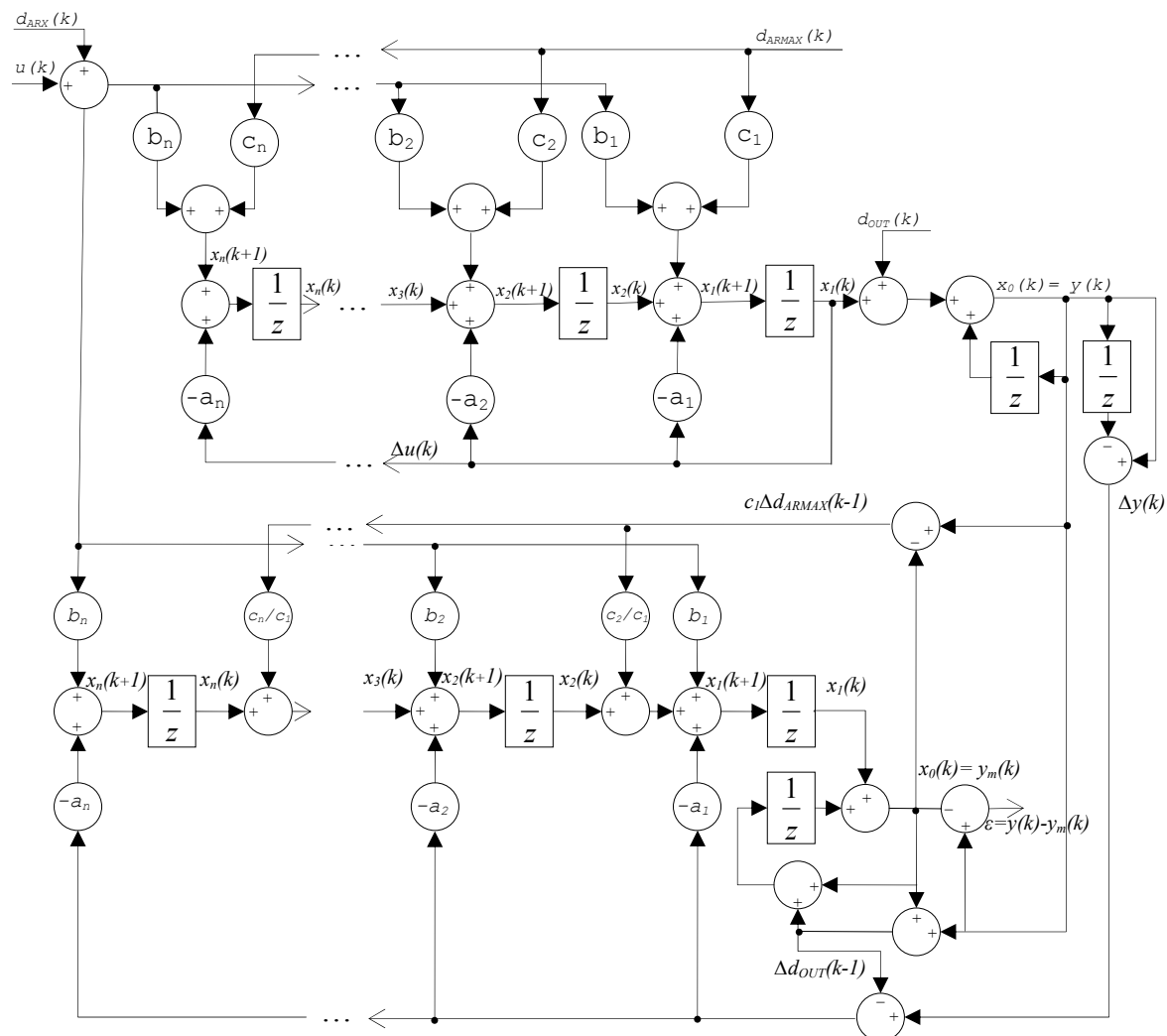
A_E, B_E jsou polynomy odpovídajících přenosů estimátorů,

C je polynom v čitateli modelu poruchy C/A

(pro poruchu d_{OUT} platí $C = A$),

y_E je výstupní veličina estimátoru.

3.3 Výsledné propojení regulované soustavy a estimátorů



Obr. 3-4: Připojení regulované soustavy s poruchami k estimátorům s korekčními členy

4 Simulační modely regulátorů s proměnnou strukturou

Cílem této kapitoly diplomové práce bude představení dvou typů regulátorů s proměnnou strukturou. Tyto regulátory byly navrženy na TUL a využívají estimátory popsané v Kap. 3. Zvolená perioda vzorkování $T = 0,1$ s. Oba regulátory jsou nalaďeny na stejnou dynamickou soustavu čtvrtého řádu, jejíž obrazový přenos je vyjádřen jako

$$F(s) = \frac{1}{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1} \quad (4-1)$$

Porucha typu ARMAX je aproximována obrazovým přenosem

$$F(s) = \frac{3s^2 + 2s + 1}{s^4 + 4s^3 + 6s^2 + 4s + 1} \quad (4-2)$$

Společným jmenovatelem těchto tří systémů jsou také zvolené koeficienty časové afinity

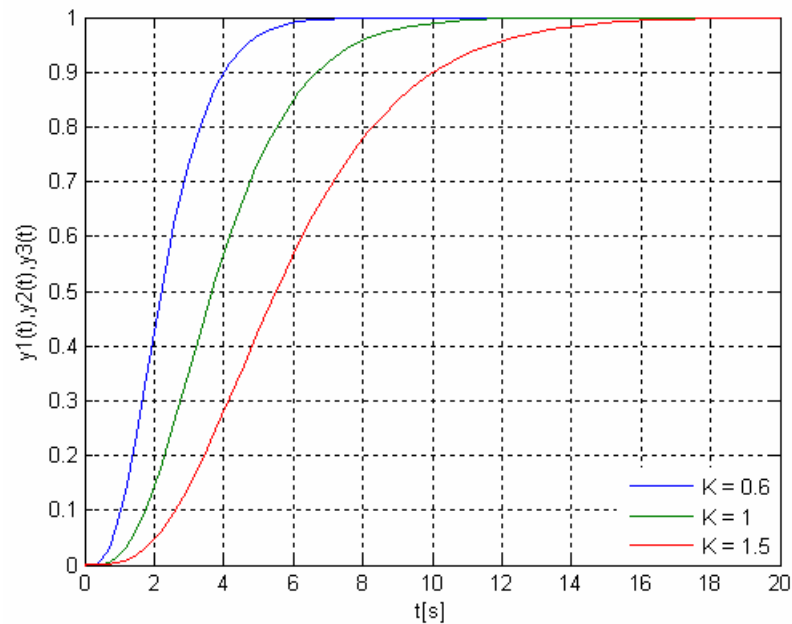
$$K = \{0,6 \quad 1 \quad 1,5\}.$$

Obrazový přenos vyjádřený v (4-1) představuje přenos pro koeficient časové afinity $K = 1$. Nyní nám zbývá uvést ještě zbývající dva obrazové přenosy a to pro koeficienty časové afinity $K = 0,6$ a pro $K = 1,5$:

$$K = 0,6 \quad \rightarrow \quad F(s) = \frac{7,716}{s^4 + 6,667s^3 + 16,67s^2 + 18,52s + 7,716},$$

$$K = 1,5 \quad \rightarrow \quad F(s) = \frac{0,1975}{s^4 + 2,667s^3 + 2,667s^2 + 1,185s + 0,1975}.$$

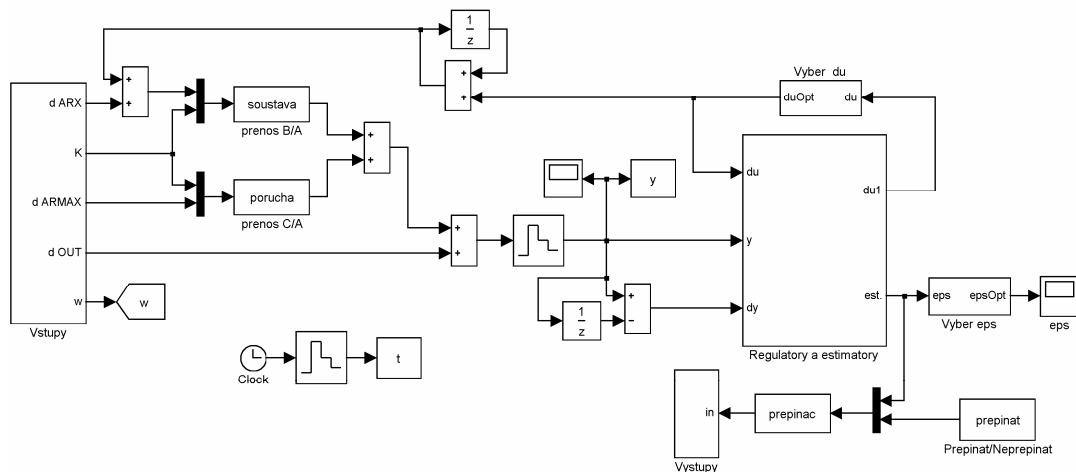
Přechodové charakteristiky těchto tří přenosů jsou znázorněny na Obr.4-1.



Obr. 4-1: Přechodové charakteristiky pro tři vzájemně časově afinní soustavy

4.1 Regulátor s estimátorem proměnné struktury

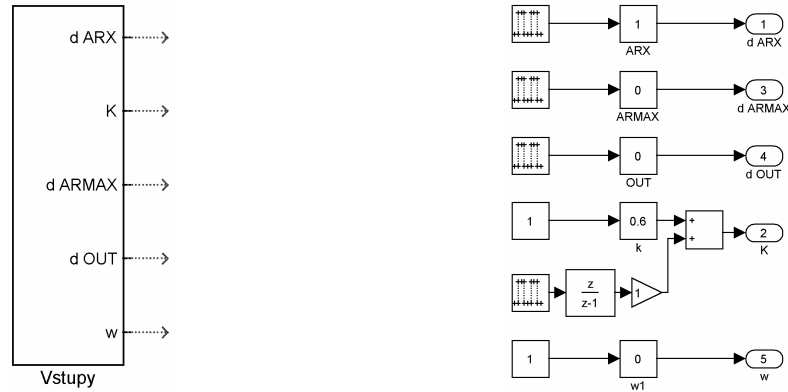
Tento regulátor je nalaďen pro tři časově afinní soustavy popsané v Kap.4 a je schopen vyregulovat tři druhy poruch a to poruchy typu ARX, ARMAX a OUT. Používá diskrétní přírůstkové estimátory a umožňuje volbu spojitého či diskrétního regulátoru. Celkové schéma regulátoru je na Obr.4-2.



Obr. 4-2: Schéma regulátoru estimátorem proměnné struktury

4.1.1 Popis simulačního schématu

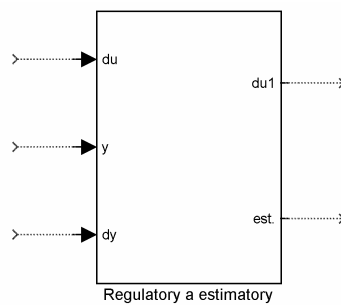
Subsystem *Vstupy* (Obr.4-3) umožňuje zadání typu vstupní poruchy, žádané hodnoty w a koeficientu časové afinity.



Obr. 4-3: Blok „Vstupy“ a jeho vnitřní struktura

Subsystem označený jako *Regulatory a estimator*, Obr.4-4, obsahuje jednotlivé regulátory a estimátory. Ty jsou rozděleny podle hodnot koeficientů časové afinity, následuje rozdělení podle typu poruchy. Tyto subsystemy již obsahují namodelované regulátory a k nim příslušné diskretní estimátory, Obr.4-5. Vstup vhodných stavových proměnných z estimátoru do regulátoru zajišťuje matice C_X

$$C_X = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix}. \quad (4-3)$$



Obr. 4-4: Subsystem obsahující regulátory a estimátory



Vlastní regulovanou soustavu reprezentuje S-funkce *soustava*, Obr.4-6. Ve funkci *soustava.m* se nejprve určí na základě zadaných koeficientů čitatele *B* a jmenovatele *A* obrazového přenosu spojitý stavový model soustavy. Další důležitou součástí je zaznamenávání minulé hodnoty časové afinity. Během simulace tento program sleduje změnu koeficientů afinity a pokud k této změně dojde, tedy změní-li se dynamika soustavy, okamžitě přepočítává stavové veličiny regulované soustavy.

porucha

prenos C/A

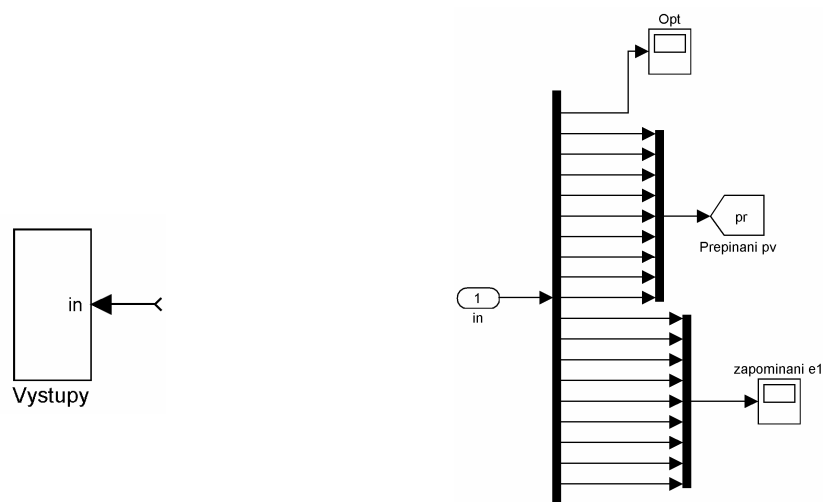
Obr. 4-7: Blok S-funkce „porucha“

Jestliže je přepínání mezi regulátory povoleno, pak, jak už název napovídá, realizaci tohoto přepínání zajišťuje funkce *prepinac.m*. Nejvhodnější regulátor se vybírá na základě průběžného vyhodnocování absolutních hodnot chyb estimace $|\varepsilon|$, $\varepsilon = y_m - y$, kde y_m je estimovaná regulovaná veličina a y je regulovaná veličina.

Do této funkce vstupuje vektor absolutních hodnot estimačních chyb a koeficient povolující či zakazující přepínání. Z absolutních hodnot chyb vytvoříme *křivky exponenciálního zapomínání*. Tyto křivky jsou na počátku změny systému nastaveny na hodnotu vzniklé chyby a poté v čase se zvoleným koeficientem exponenciálního zapomínání klesají, přičemž stále překrývají absolutní hodnotu estimační chyby.

Na základě porovnávání velikostí amplitud těchto obalových křivek se po předem nastaveném zpoždění, během kterého nedochází k přepínání, vybere obalová křivka s nejmenší amplitudou a hodnota jejího indexu se nastaví do přepínacího vektoru *pr*. Tento vektor pak realizuje vlastní přepínání. Součástí funkce *prepinac.m* je také kontrola míry citlivosti, která na základě součtu všech estimačních chyb rozhoduje, zda je změna dynamiky systému pro kvalitu regulace významná.

V subsystému *Vystupy*, Obr.4-8, si lze zkontrolovat indexy optimálních regulátorů zapojovaných v průběhu regulace, dále je zde hodnota přepínacího vektoru a můžeme si zde také prohlédnout obalové křivky všech estimátorů.



Obr. 4-8: Subsystém „Vystupy“ a jeho vnitřní struktura

4.1.2 M-file „nastav.m“

Při simulaci je nejprve nutné spustit program *nastav.m*, kde na začátku připojíme k regulované soustavě regulátor naladěný pro poruchu typu OUT s koeficientem časové afinity $K = 0,6$. Tento regulátor vykazuje nejlepší schopnost regulovat libovolný stav systému. Dále je zde zadána perioda vzorkování a koeficienty čitatele a jmenovatele obrazového přenosu regulované soustavy a přenosu aproximujícího vstupní poruchu typu ARMAX. Je zde také možnost volby povolení či zakázání přepínání mezi

regulátory. Tuto schopnost lze využít k porovnání soustav, které byly či nebyly regulovány pomocí regulátorů s proměnnou strukturou. Součástí tohoto úvodního programu je také výpočet jednotlivých afinních soustav jak spojitých tak diskretních. V další části se nastavují estimátory na příslušné poruchy, naplňují se zde jednotlivé matice M , N a také se zde provádí nastavení stavových regulátorů. Na konci tohoto programu je umožněna volba spojitého či diskretního regulátoru. Po těchto nutných výpočtech můžeme spustit vlastní simulaci modelu *regulator.mdl*. Zde je průběžně zvyšován koeficient časové afinity a dochází zde také ke změnám vstupující poruchy.

4.1.2.1 Matice koeficientů systému pro $K = 1$

Jedná se o diskretní stavový popis, kdy jednotlivé matice popisující soustavu jsou v normální formě rekonstruovatelnosti. V následujících odstavcích budou vypsány použité matice v programu.

Pro následující matice platí:

M je matice soustavy,

N je matice buzení,

C je matice výstupu,

D je matice převodu.

Diskretní stavový popis soustavy:

$$\begin{aligned}
 M &= \begin{bmatrix} 1 & -a_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -a_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -a_2 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & -a_{n-1} & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & -a_n & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 3,6193 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 3,6193 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -4,9124 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 2,9633 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -0,6703 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 N &= \begin{bmatrix} b_1 \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{n-1} \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,000004 \\ 0,000004 \\ 0,000039 \\ 0,000036 \\ 0,000003 \end{bmatrix}, \\
 C &= [1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0], \quad D = 0.
 \end{aligned} \tag{4-4}$$

Váhová matice stavových veličin Q :

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

Matice estimátoru typu ARX:

$$M_{arx} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$N_{arx} = \begin{bmatrix} -a_1 & b_1 & 1 \\ -a_1 & b_1 & 0 \\ -a_2 & b_2 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -a_{n-1} & b_{n-1} & 0 \\ -a_n & b_n & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3,6193 & 0,000004 & 1 \\ 3,6193 & 0,000004 & 0 \\ -4,9124 & 0,000039 & 0 \\ 2,9633 & 0,000036 & 0 \\ -0,6703 & 0,000003 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4-6)$$

$$C_{arx} = [1 \ 0 \ \dots \ 0] = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0], \quad D_{arx} = 0.$$

Matice estimátoru typu ARMAX:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{M}_{ar\max} &= \begin{bmatrix} -\frac{c_2}{c_1} & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -\frac{c_2}{c_1} & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -\frac{c_3}{c_1} & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{c_n}{c_1} & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ \frac{c_1}{0} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1,0375 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1,0375 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0,7935 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -0,8371 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{N}_{ar\max} &= \begin{bmatrix} -a_1 & b_1 & 1 + \frac{c_2}{c_1} \\ -a_1 & b_1 & \frac{c_2}{c_1} \\ -a_2 & b_2 & \frac{c_3}{c_1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -a_{n-1} & b_{n-1} & \frac{c_n}{c_1} \\ -a_n & b_n & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3,6193 & 0,000004 & -0,0375 \\ 3,6193 & 0,000004 & -1,0375 \\ -4,9124 & 0,000039 & -0,7935 \\ 2,9633 & 0,000036 & 0,8371 \\ -0,6703 & 0,000003 & 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{C}_{ar\max} &= [1 \ 0 \ \dots \ 0] = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0], \mathbf{D}_{ar\max} = 0.
 \end{aligned} \tag{4-7}$$

Matice estimátoru typu OUT:

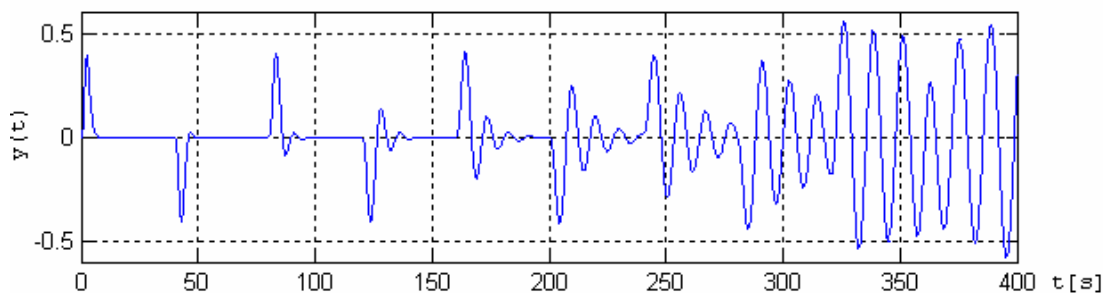
$$\begin{aligned}
 \mathbf{M}_{out} &= \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -a_1 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -a_2 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_{n-1} & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3,6193 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 3,6193 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -4,9124 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 2,9633 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0,6703 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{N}_{out} &= \begin{bmatrix} -a_1 & b_1 & 1 + a_1 \\ -a_1 & b_1 & a_1 \\ -a_2 & b_2 & a_2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -a_{n-1} & b_{n-1} & a_{n-1} \\ -a_n & b_n & a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3,6193 & 0,000004 & -2,6193 \\ 3,6193 & 0,000004 & -3,6193 \\ -4,9124 & 0,000039 & 4,9124 \\ 2,9633 & 0,000036 & -2,9633 \\ -0,6703 & 0,000003 & 0,6703 \end{bmatrix}, \\
 \mathbf{C}_{out} &= [1 \ 0 \ \dots \ 0] = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0], \mathbf{D}_{out} = 0.
 \end{aligned} \tag{4-8}$$

4.1.3 Výsledky simulací

Funkce modelu byla odzkoušena jak se spojitým tak s diskrétním regulátorem. Zároveň je v následujících průbězích možné porovnat regulátor při povoleném a zakázaném přepínání.

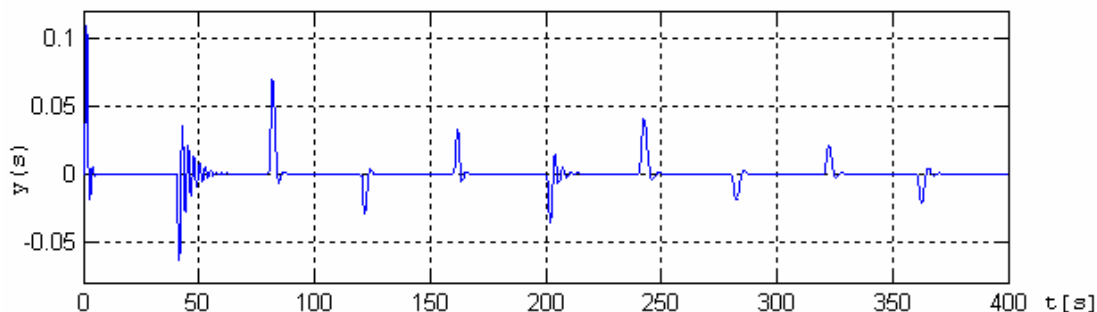
4.1.3.1 Porucha typu ARX

Zakázané přepínání:

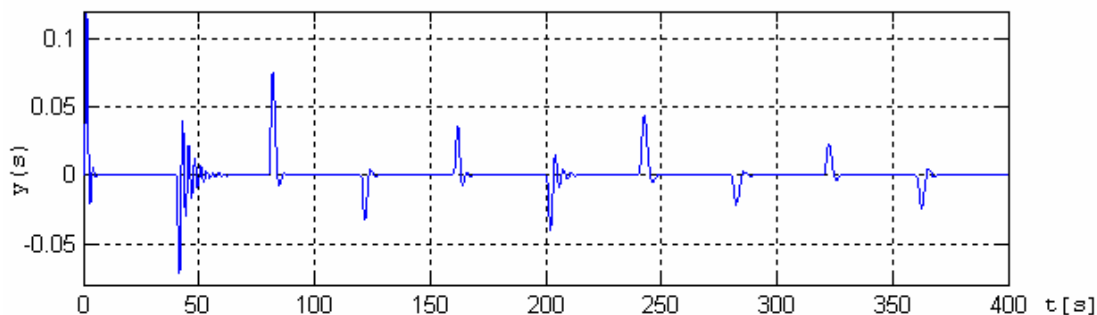


Obr. 4-9: Výstupní veličina při zakázaném přepínání

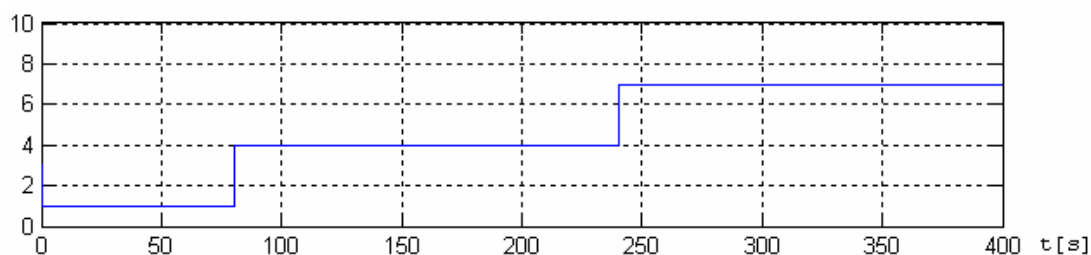
Povolené přepínání:



Obr. 4-10: Výstupní regulovaná veličina při použití spojitého regulátoru



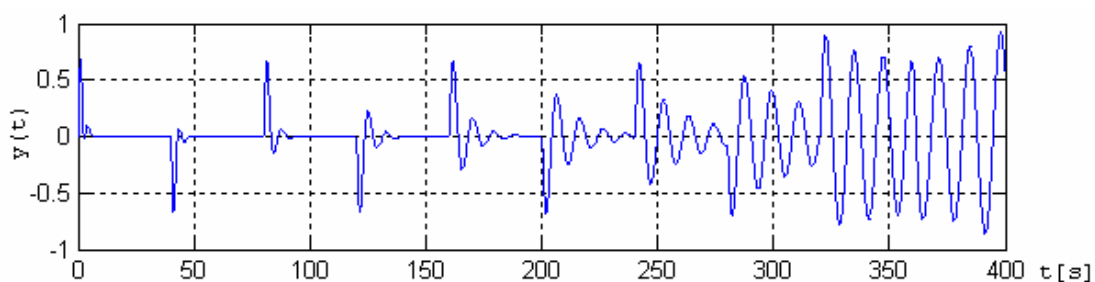
Obr. 4-11: Výstupní regulovaná veličina při použití diskrétního regulátoru



Obr. 4-12: Přepínání mezi regulátory číslo 1, 4 a 7

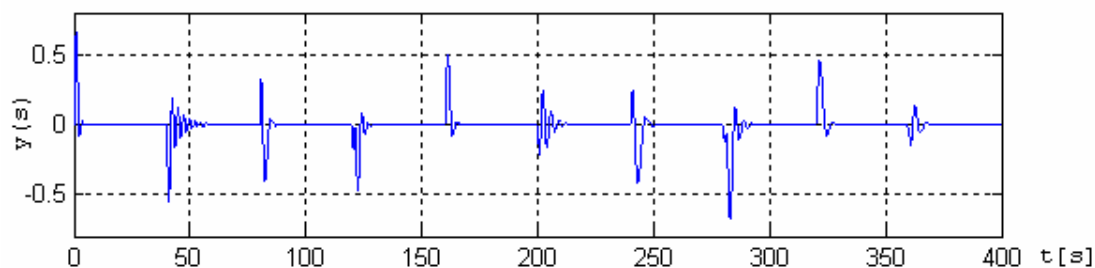
Porucha typu ARMAX

Zakázané přepínání:

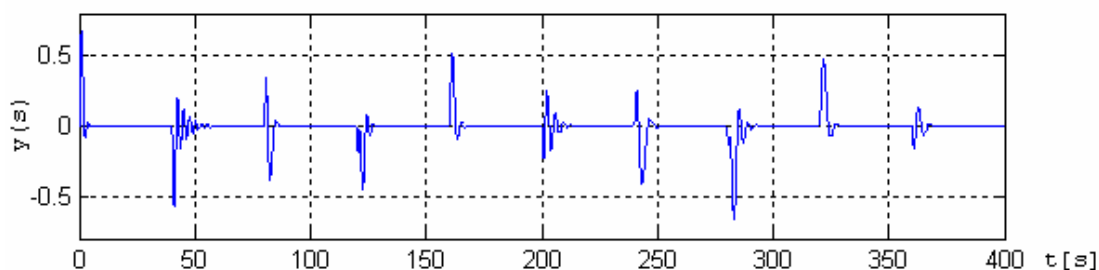


Obr. 4-13: Výstupní veličina při zakázaném přepínání

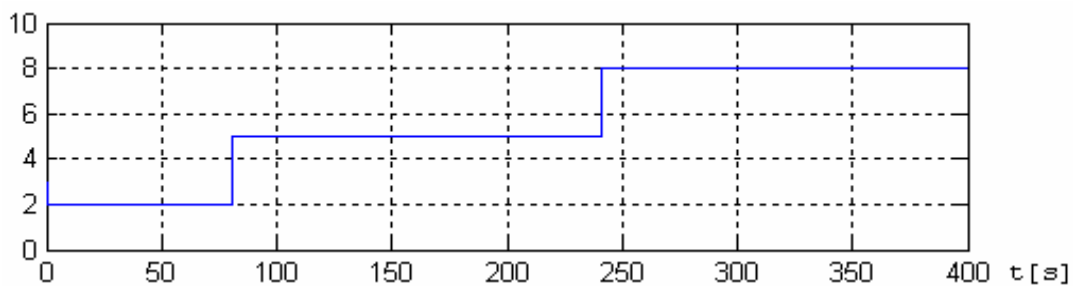
Povolené přepínání:



Obr. 4-14: Výstupní regulovaná veličina při použití spojitého regulátoru



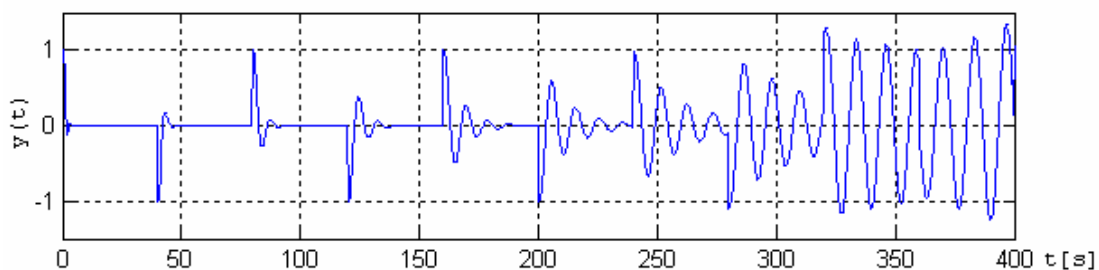
Obr. 4-15: Výstupní regulovaná veličina při použití diskrétního regulátoru



Obr. 4-16: Přepínání mezi regulátory číslo 2, 5 a 8

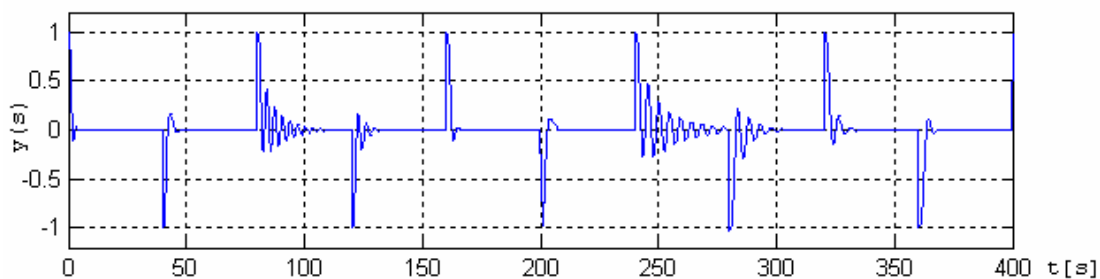
Porucha typu OUT

Zakázané přepínání:

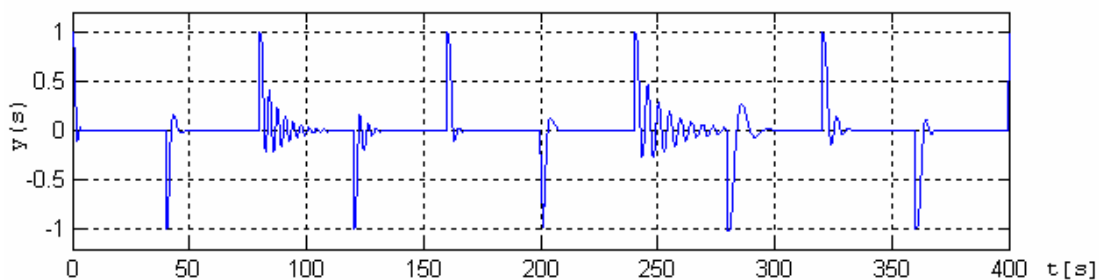


Obr. 4-17: Výstupní veličina při zakázaném přepínání

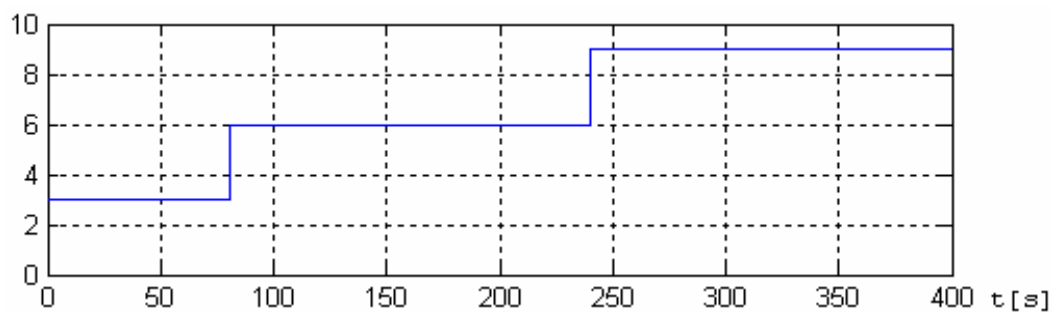
Povolené přepínání:



Obr. 4-18: Výstupní regulovaná veličina při použití spojitého regulátoru



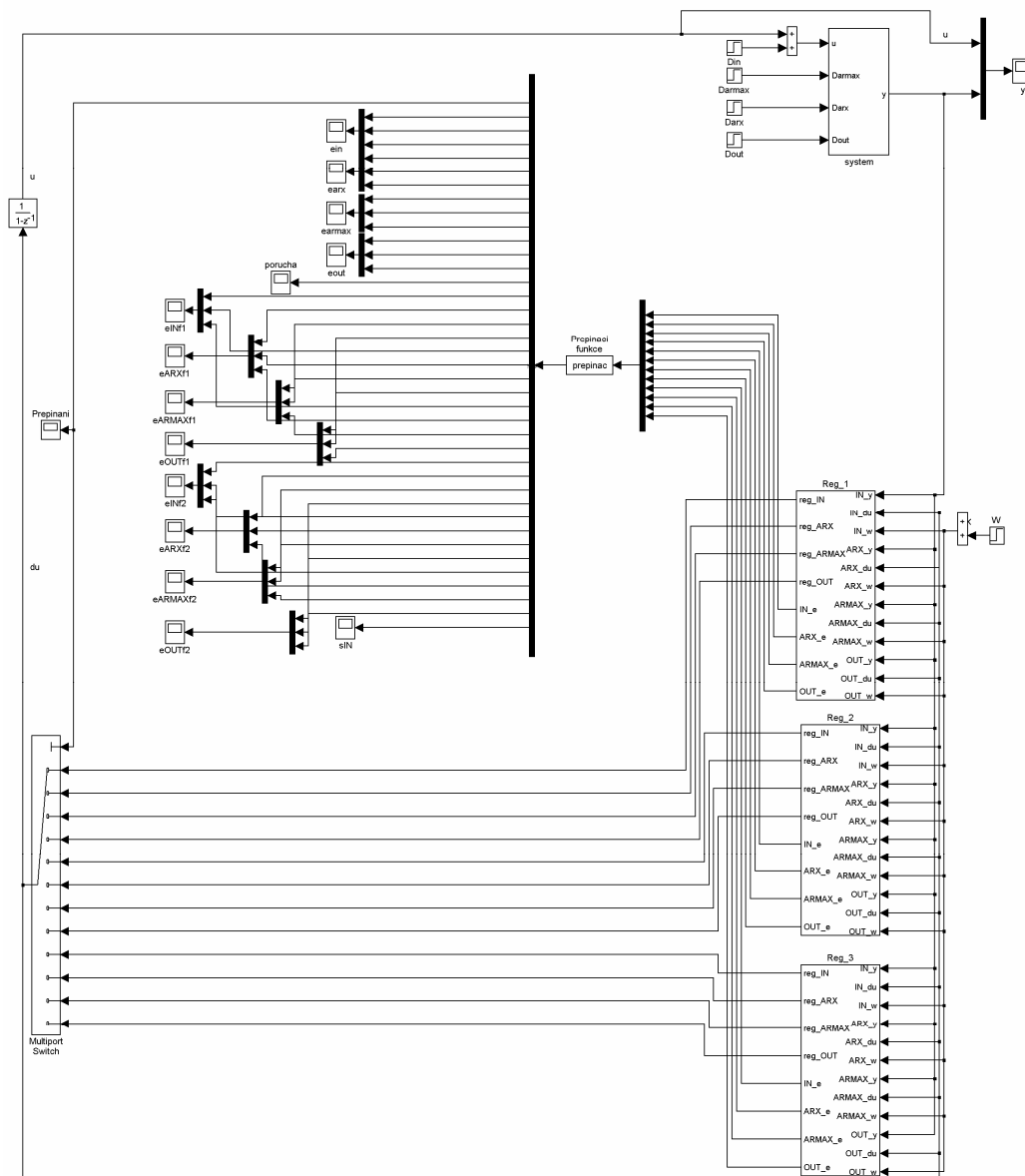
Obr. 4-19: Výstupní regulovaná veličina při použití diskrétního regulátoru



Obr. 4-20: Přepínání mezi regulátory číslo 3, 6 a 9

4.2 Regulátor s proměnnou strukturou

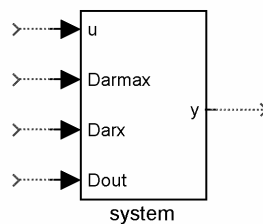
Tento regulátor s proměnnou strukturou je opět namodelován pro tři časově afinní soustavy a je naladěn na čtyři druhy poruch a změnu žádané hodnoty. Jeho celková struktura je na Obr.4-21. Simulace se spouští pomocí m-souboru *start.m*, kde se postupně zadávají požadované vlastnosti regulované soustavy, jako je např. koeficient časové afinity, počet a typ vstupujících poruch, apod. Tento simulační model obsahuje několik subsystémů, které budou popsány v následující části práce.



Obr. 4-21: Celkové schéma regulátoru

4.2.1 Regulovaná soustava

Část simulačního schématu označená jako *system* (Obr.4-22) obsahuje popis samotné regulované soustavy. Jejími vstupy jsou vstupní veličina u s možností přidání poruchy na vstupu Din , porucha typu ARX označená jako $Darx$, porucha typu ARMAX s označením $Darmax$ a jako poslední vstup je zavedena porucha na výstupu označená jako $Dout$. Výstupem z tohoto bloku je výstupní veličina s označením y .

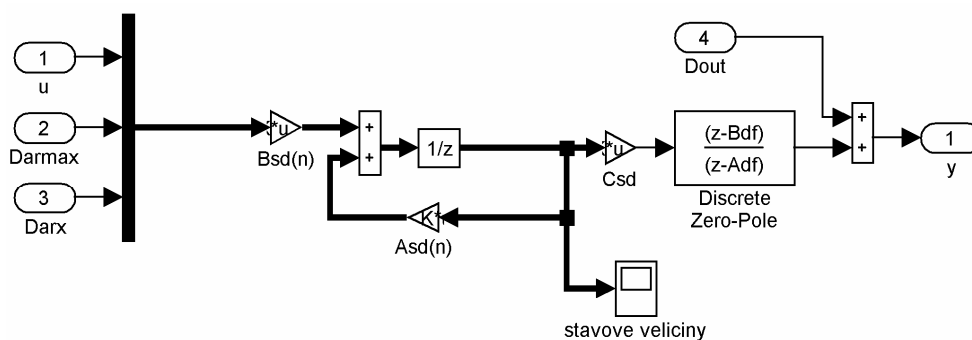


Obr. 4-22: Blok „system“

Vnitřní struktura bloku *system* je zobrazena na Obr.4-23. Obsahuje blokovou strukturu stavových rovnic diskrétního popisu. Matice popisující regulovaný systém jsou zde označeny jako *Asd*, *Bsd* a *Csd* a jsou vypočteny v m-souboru nazvaném *vypocet.m*. Matice *Bsd* má oproti klasické matici buzení dva sloupce navíc, aby bylo možné simulovat poruchy typu ARX a ARMAX. Blok s názvem *Discrete Zero-Pole* vytváří diskrétní systém definovaný nulami, póly a zesilením přenosové funkce vyjádřené ve tvaru

$$H(z) = K \frac{Z(z)}{P(z)}, \quad (4-9)$$

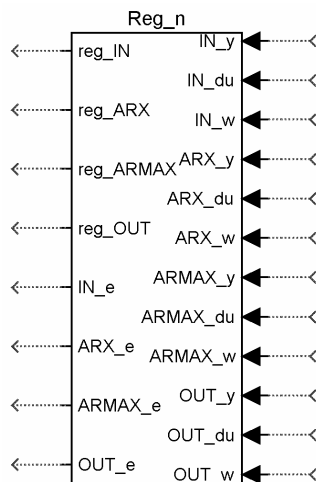
kde Z představuje vektor nul,
 P představuje vektor pólů,
 K představuje zesílení.



Obr. 4-23: Vnitřní struktura bloku „system“

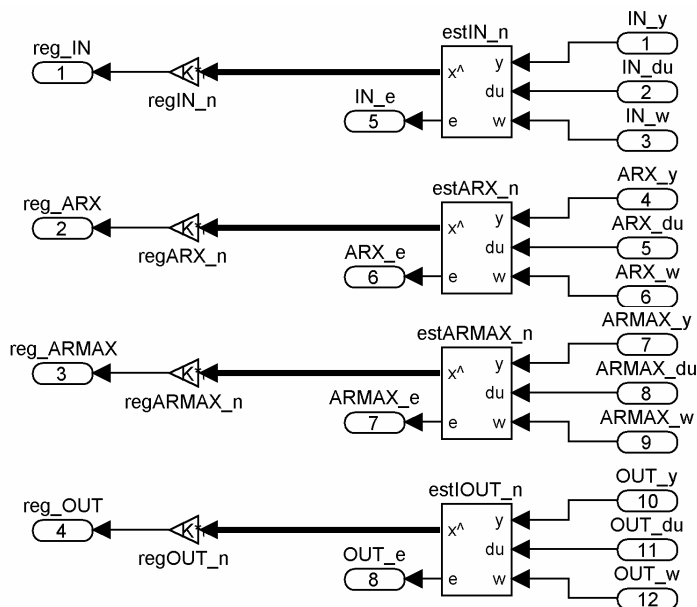
4.2.2 Regulátory a estimátory

Další důležitou částí simulačního modelu je skupina tří bloků Reg_n , $n = 1, 2, 3$, znázorněná na Obr.4-24.



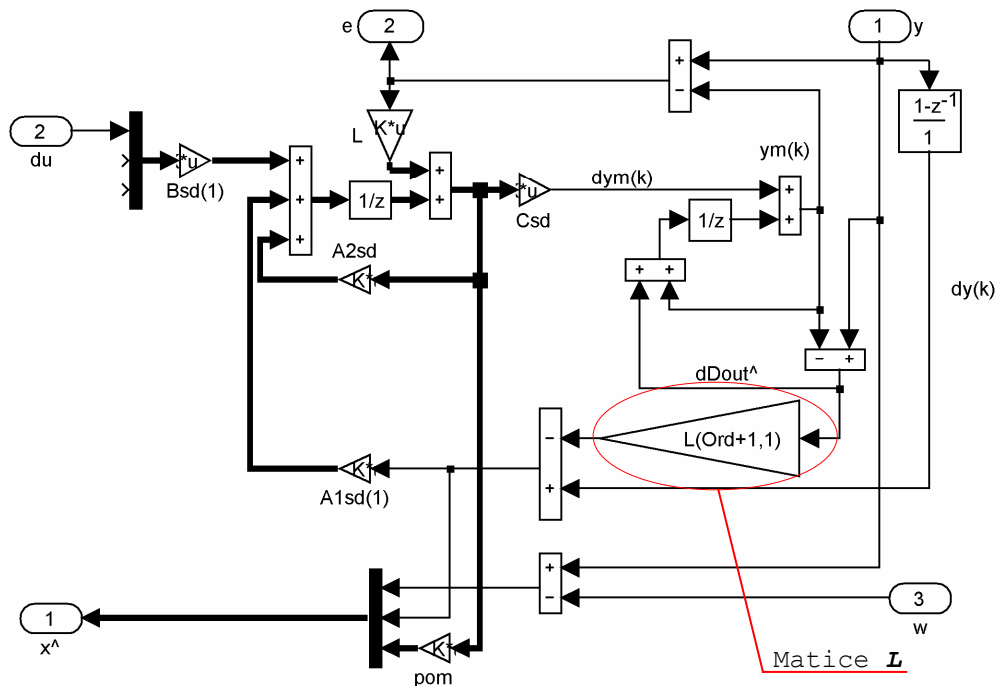
Obr. 4-24: Blok „Reg_n“, $n = 1, 2, 3$

Tyto tři bloky jsou v podstatě totožné, pouze jsou vždy naladěny na jednu soustavu s konkrétním koeficientem afinity. Každý z těchto simulačních bloků obsahuje čtyři regulátory naladěné na jednu z výše uvedených poruch a k nim jsou namodelovány také příslušné estimátory. Vnitřní struktura bloků Reg_n je na Obr.4-25. Výstupy 1 až 4 jsou přivedeny do přepínače (*Multiport Switch*) a výstupy 5 až 8 jsou přivedeny do bloku představujícího S-funkci *prepinac*.



Obr. 4-25: Vnitřní struktura bloku „Reg_n“, $n = 1, 2, 3$

Nyní se podíváme blíže na jednotlivé estimátory. Ty jsou uzavřeny v subsystémech a jsou rozděleny podle typu vstupující poruchy na $estIN_n$, $estARX_n$, $estARMAX_n$ a $estOUT_n$, $n=1,2,3$. Všechny estimátory jsou opět navrženy jednotným způsobem a jejich struktura je na Obr.4-26. Tyto estimátory obsahují blok, který podle typu estimátoru spojí nebo rozpojí zpětnou vazbu a to na základě posledního koeficientu matice L . Tento koeficient je v případě estimátorů IN, ARX a ARMAX roven nule a v případě estimátoru typu OUT je roven jedné. První a druhý stav je do regulátoru zaveden přímo z regulované soustavy a zbývající stavy jsou zajištěny pomocí matice pom , která zajišťuje výběr třetího až n -tého stavu, kde $n = \text{řád soustavy} + 1$.



Obr. 4-26: Struktura estimátoru

4.2.3 Přepínání mezi regulátory

Algoritmus přepínání mezi jednotlivými regulátory je naprogramován a vložen do simulačního modelu pomocí již zmiňované S-funkce. Tento blok je ve schématu označen jako *prepinac*. Algoritmus přepínání je založen na vyhodnocování chyb jednotlivých estimátorů, které jsou popsány jako

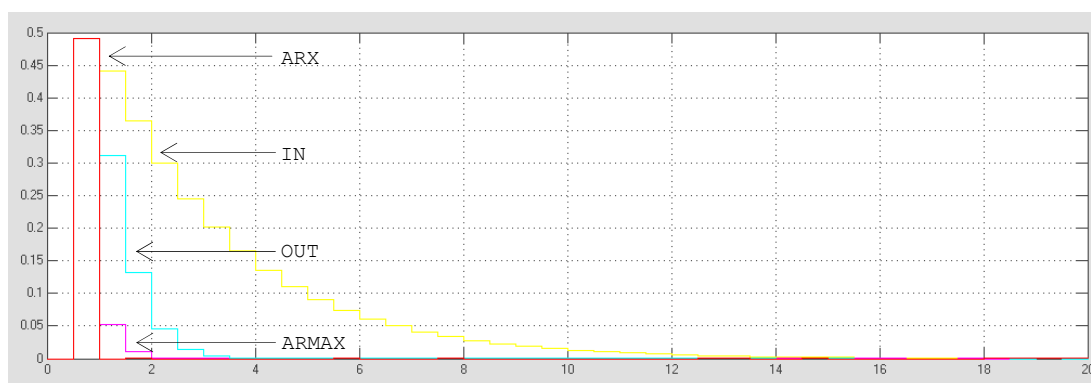
$$e_i = y_M - y, \quad (4-10)$$

kde e_i je chyba i -tého estimátoru,

y_M je estimovaný stav soustavy,

y je skutečný výstup soustavy.

Funkce *prepinac.m*, která zajišťuje přepínání mezi regulátory pracuje s absolutními hodnotami chyb estimace. Na základě změny velikosti chyby estimace se určí, o jaký typ poruchy se jedná. Chyba estimátoru, který je přesně na danou vstupní poruchu naladěný, je pouze impulsem. To je znázorněno na Obr.4-27 – zde do soustavy vstupuje porucha typu ARX a v grafu chyby estimátoru naladěného na tento typ poruchy je pouze impuls. Abychom přesně určili, který regulátor bude nejlepší zapojit, používáme filtr, podle jehož hodnoty určíme nejvhodnější regulátor. Zapojíme ten regulátor, jehož hodnota filtru je nejmenší, přičemž, aby nedocházelo k příliš častému a zbytečnému přepínání, je stávající regulátor zvýhodněn koeficientem 0,95. Konečným výstupem funkce *prepinac.m* je vektor *sys*, jež mimo jiné obsahuje hodnotu proměnné *regulator*, která nám udává číslo od jedné do dvanácti, což je číslo zvoleného regulátoru. Tato hodnota je zavedena do bloku *Multiport Switch*. Tento blok si vybírá z několika možných vstupů. První vstupní hodnota (v našem případě se jedná o hodnotu proměnné *regulator*) je nazývána *kontrolní vstup* a zbývající vstupy jsou nazývány *datové*. Hodnota kontrolního vstupu určuje, který datový vstup bude poslán na výstupní port. Na začátku regulace a v době mezi přepínáním mezi jednotlivými regulátory je zapojen regulátor číslo 8 (tedy regulátor naladěný na koeficient časové afinity $K=1$ pro poruchu typu OUT).



Obr. 4-27: Chyby různých typů estimátorů při vstupu poruchy typu ARX

$$\begin{aligned}
\mathbf{M} &= \begin{bmatrix} -a_1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ -a_2 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -a_3 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_{n-1} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_n & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3,6193 & 1 & 0 & 0 \\ -4,9124 & 0 & 1 & 0 \\ 2,9633 & 0 & 0 & 1 \\ -0,6703 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{C} &= [1 \quad 0 \quad \cdots \quad 0] = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0], \mathbf{D} = 0.
\end{aligned} \tag{4-12}$$

Váhová matice stavových veličin \mathbf{Q} :

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 3,0574 & -4,5207 & 0 & 0 & 0 \\ -4,5207 & 6,6842 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4-13}$$

Korekční matice estimátoru typu IN:

$$\mathbf{Lin} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1,1258 \\ 0,1973 \\ 0,0094 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4-14}$$

Korekční matice estimátoru typu ARX:

$$\mathbf{Larx} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4-15}$$

Korekční matice estimátoru typu ARMAX:

$$L_{armax} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1,0375 \\ -0,7935 \\ 0,8371 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

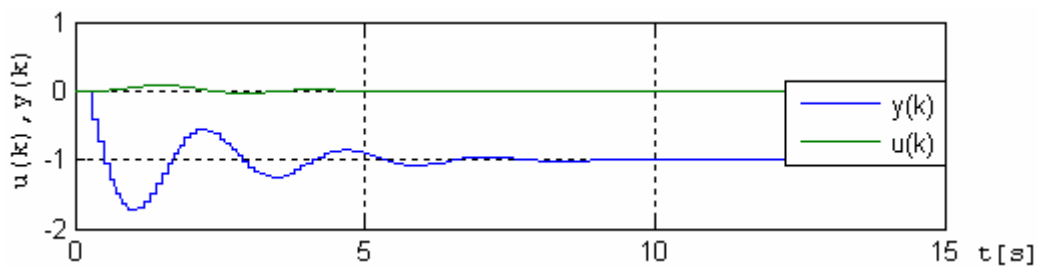
Korekční matice estimátoru typu OUT:

$$L_{out} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4-17)$$

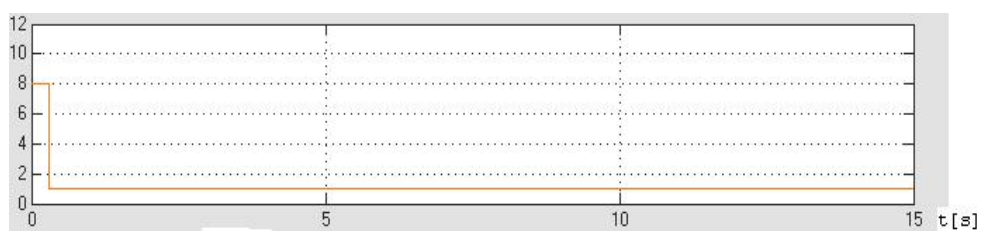
4.2.6 Výsledky simulací

4.2.6.1 Koeficient časové afinity $K=0,6$

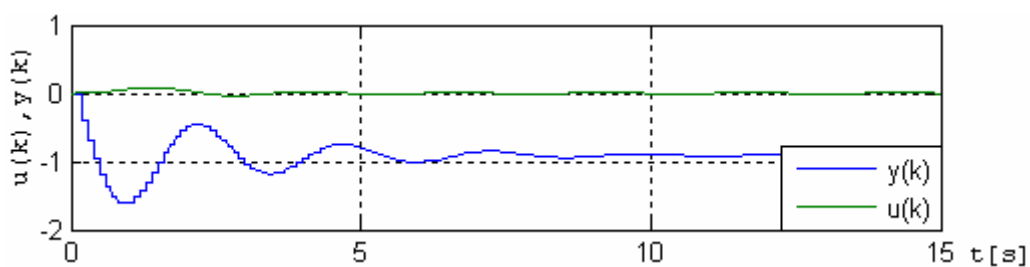
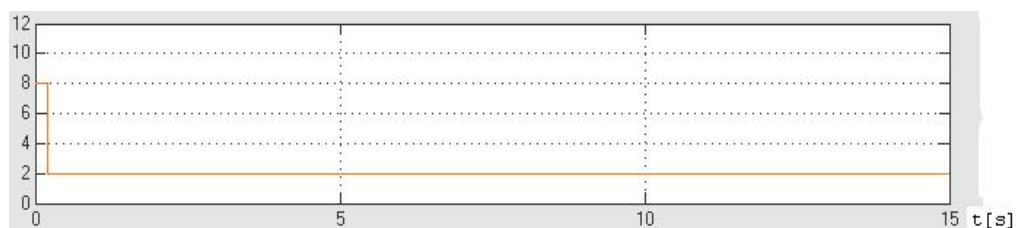
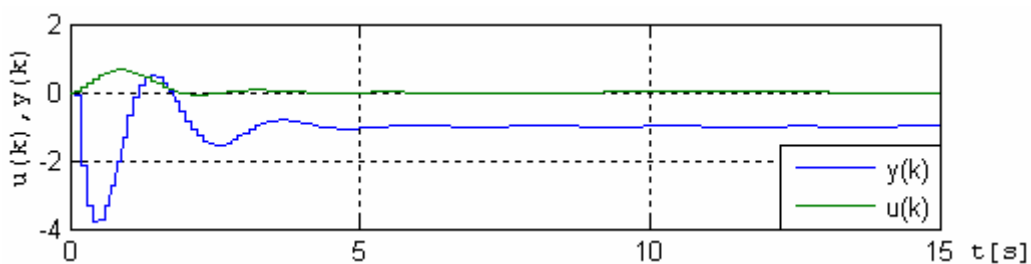
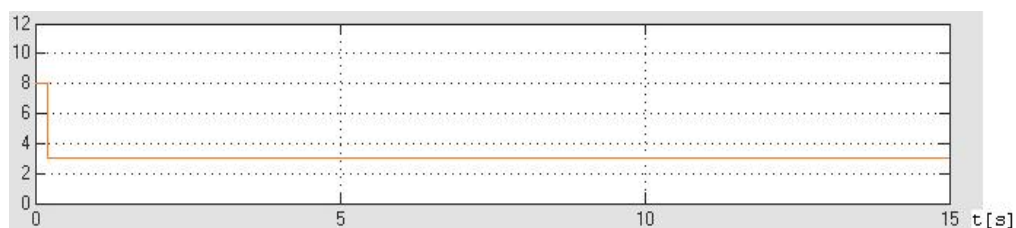
Vstupující porucha typu IN

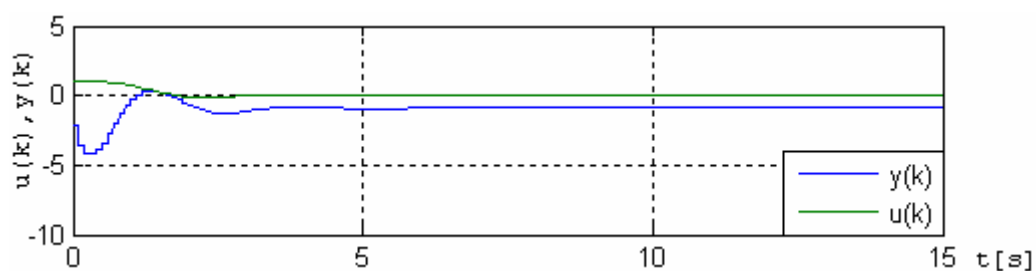
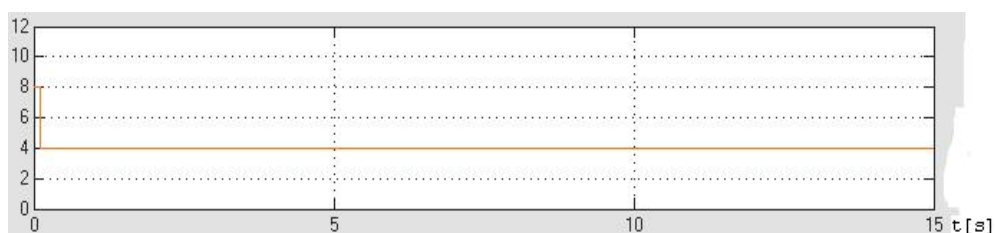
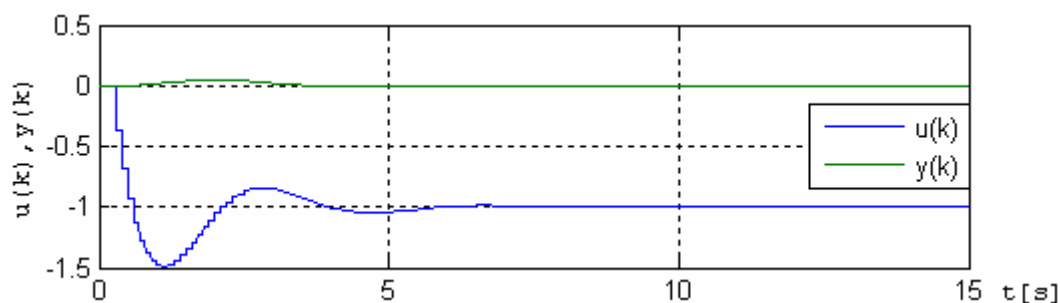
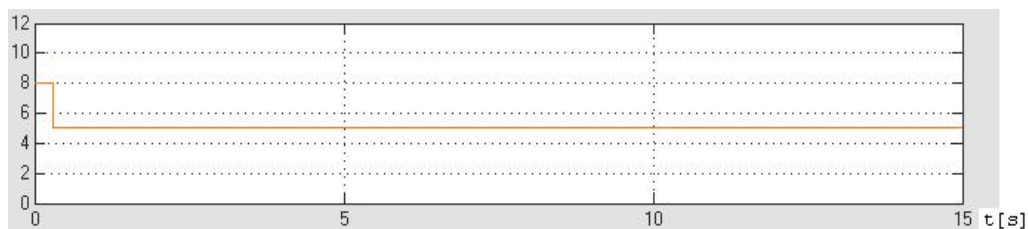


Obr. 4-30: Akční veličina a regulovaná veličina

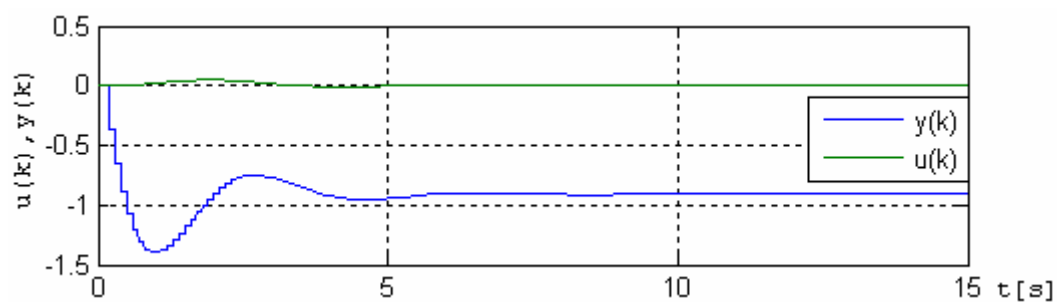


Obr. 4-31: Zapojení regulátoru číslo 1

Vstupující porucha typu ARX**Obr. 4-32: Akční veličina a regulovaná veličina****Obr. 4-33: Zapojení regulátoru číslo 2****Vstupující porucha typu ARMAX****Obr. 4-34: Akční veličina a regulovaná veličina****Obr. 4-35: Zapojení regulátoru číslo 3**

Vstupující porucha typu OUT**Obr. 4-36: Akční veličina a regulovaná veličina****Obr. 4-37: Zapojení regulátoru číslo 4****4.2.6.2 Koeficient časové afinity $K=1$** **Vstupující porucha typu IN****Obr. 4-38: Akční veličina a regulovaná veličina****Obr. 4-39: Zapojení regulátoru číslo 5**

Vstupující porucha typu ARX

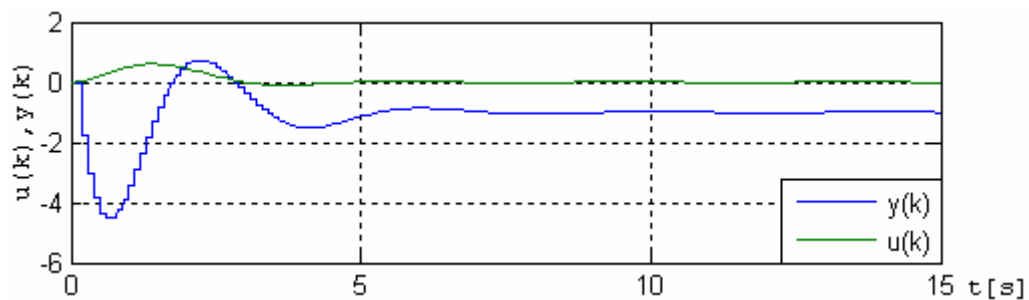


Obr. 4-40: Akční veličina a regulovaná veličina

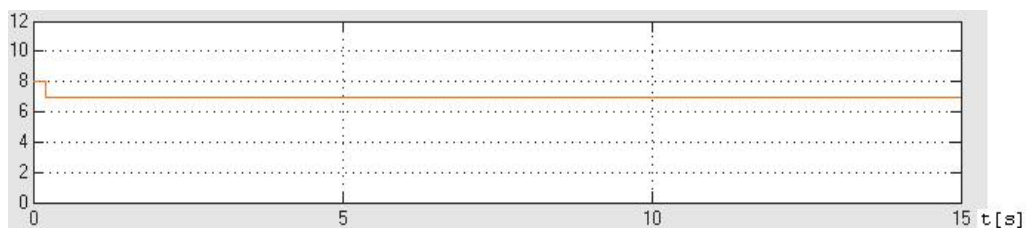


Obr. 4-41: Zapojení regulátoru číslo 6

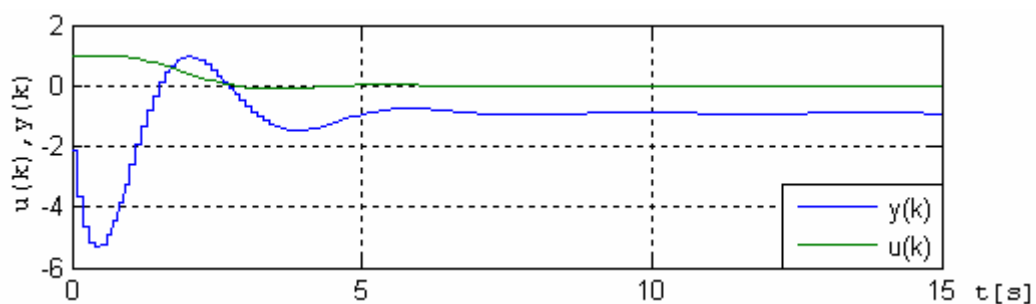
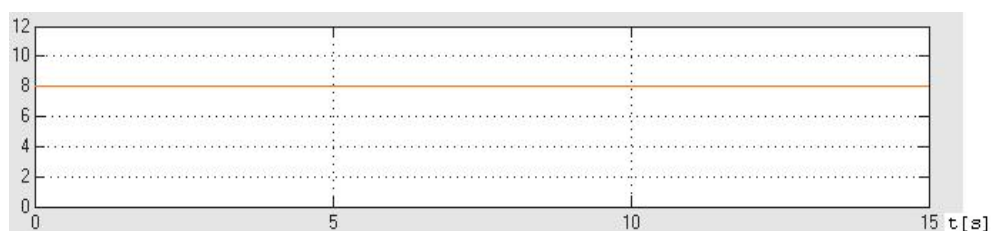
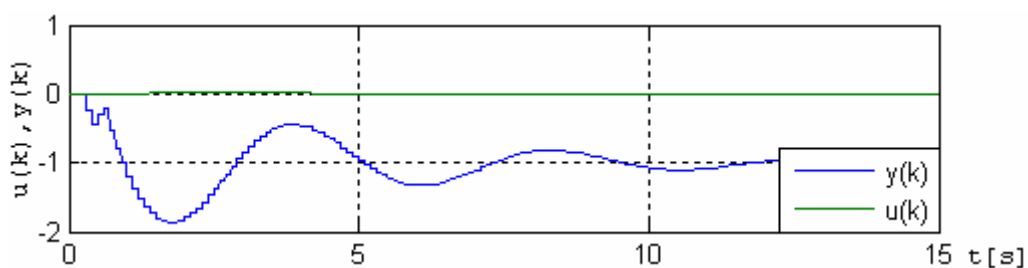
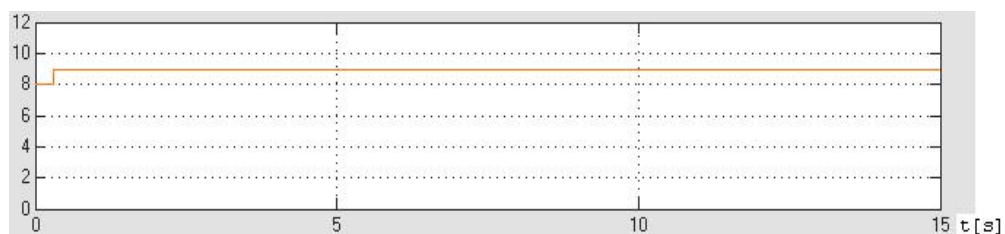
Vstupující porucha typu ARMAX



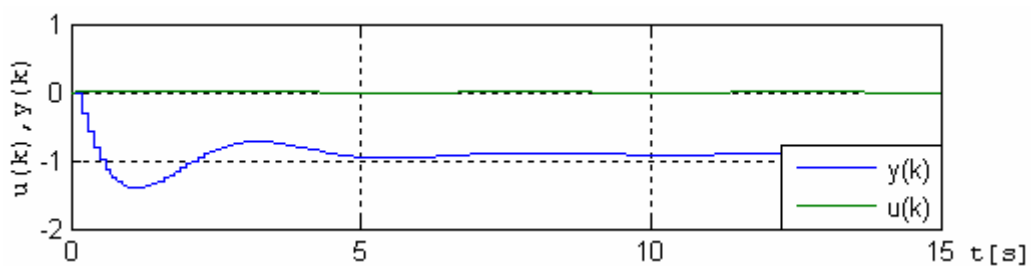
Obr. 4-42: Akční veličina a regulovaná veličina



Obr. 4-43: Zapojení regulátoru číslo 7

Vstupující porucha typu OUT**Obr. 4-44: Akční veličina a regulovaná veličina****Obr. 4-45: Zapojení regulátoru číslo 8****4.2.6.3 Koeficient časové afinity $K=1,5$** **Vstupující porucha typu IN****Obr. 4-46: Akční veličina a regulovaná veličina****Obr. 4-47: Zapojení regulátoru číslo 9**

Vstupující porucha typu ARX

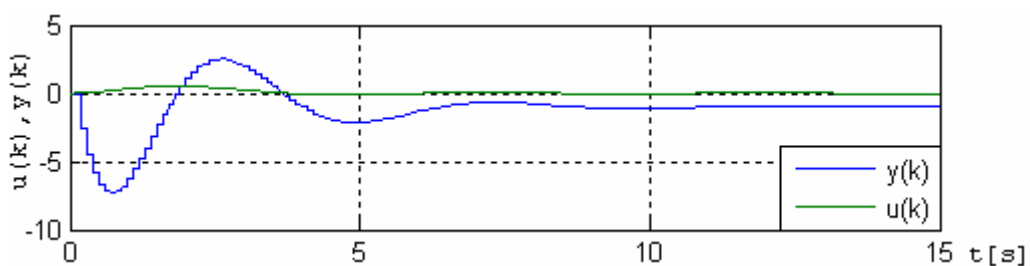


Obr. 4-48: Akční veličina a regulovaná veličina



Obr. 4-49: Zapojení regulátoru číslo 10

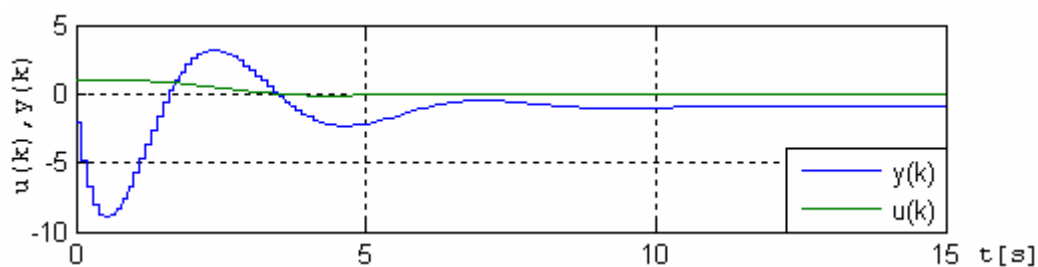
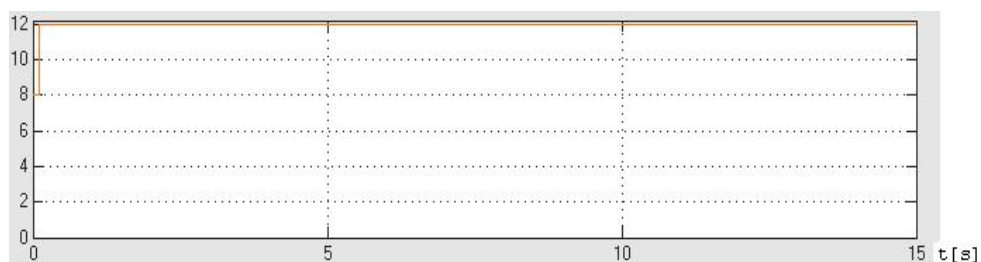
Vstupující porucha typu ARMAX



Obr. 4-50: Akční veličina a regulovaná veličina



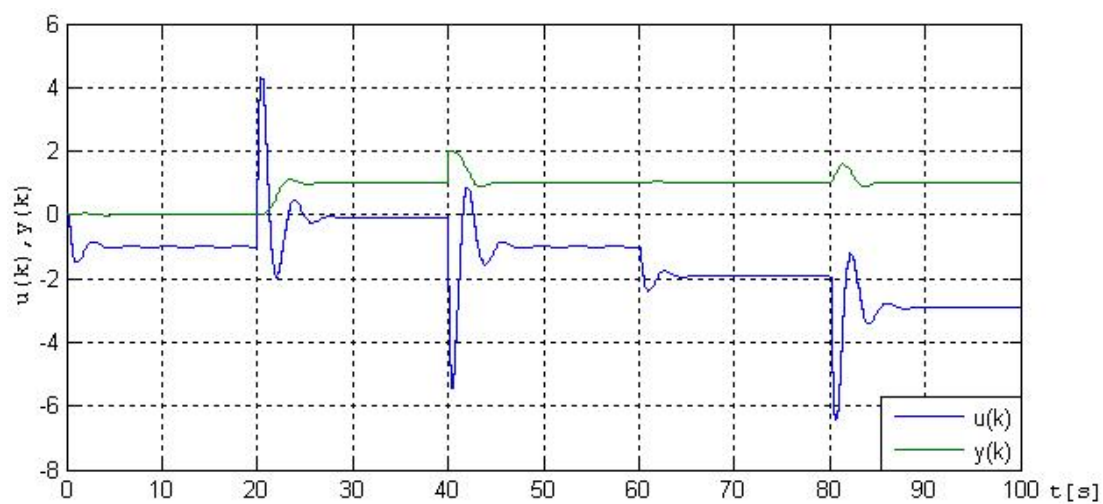
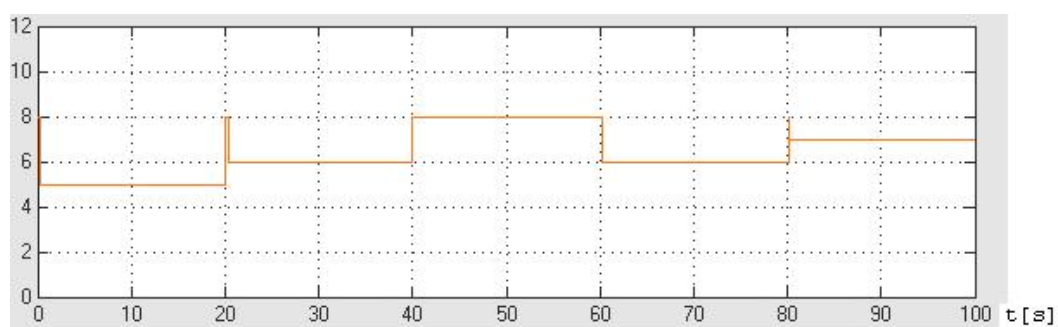
Obr. 4-51: Zapojení regulátoru číslo 11

Vstupující porucha typu OUT**Obr. 4-52: Akční veličina a regulovaná veličina****Obr. 4-53: Zapojení regulátoru číslo 12****4.2.6.4 Simulace při vstupu více typů poruch pro $K=1$**

Při této simulaci byla použita afinní soustava pro $K = 1$ a postupně v čase byly zadávány poruchy popsané v následující tabulace (Tab.2):

Tab. 2: Průběh simulace

Čas vstupu poruchy [s]	Typ vstupující poruchy	Číslo zapojeného regulátoru
0	porucha typu IN	5
20	změna žádané hodnoty W	6
40	porucha typu OUT	8
60	porucha typu ARX	6
80	porucha typu ARMAX	7

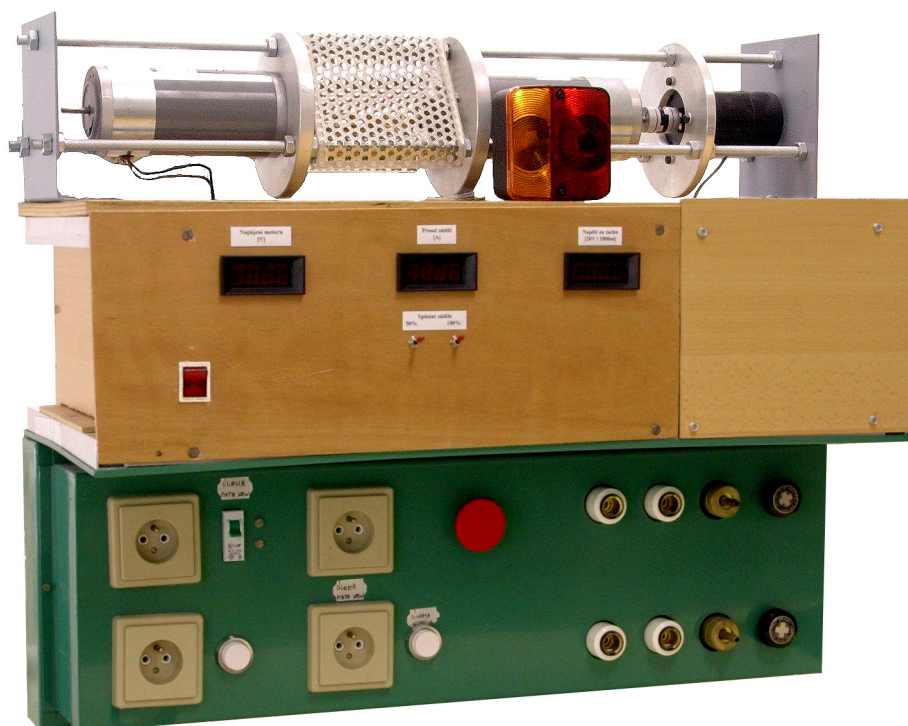
**Obr. 4-54: Akční veličina a regulovaná veličina****Obr. 4-55: Postupné přepínání mezi regulátory**

5 Měření na reálné úloze

V závěru diplomové práce budou nyní uvedeny výsledky měření na reálné soustavě, která je umístěna v laboratoři Technické univerzity v Liberci. K tomuto měření byl použit regulátor s proměnnou strukturou popsáný v Kap. 4.2.

5.1 Popis laboratorního modelu

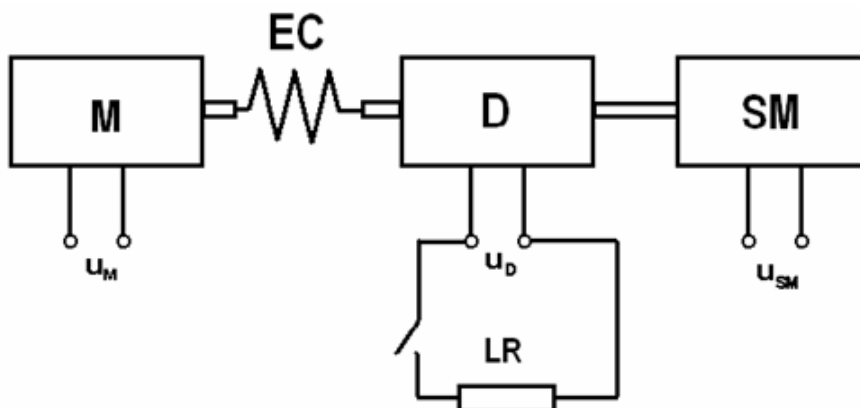
K měření na reálné soustavě byl vybrán model určený pro regulaci otáček s elektronickou zátěží, Obr. 5-1.



Obr. 5-1: Model soustavy

Dynamická soustava je tvořena stejnosměrným motorem M , který je prostřednictvím pružné spojky EC spojen se stejnosměrným generátorem D . Otáčky generátoru jsou snímány připojeným tachodynamem SM . Soustava je buzena napětím u_M . Výstupem soustavy je napětí na tachodynamu u_{SM} . Připojením zátěže LR na svorky stejnosměrného generátoru D lze vyvolat poruchu působící na soustavu zvětšením brzdného momentu generátoru. Brzdný moment je úměrný proudu

odebíranému z generátoru a vyvolává snížení otáček generátoru. Výstupní napětí tachodynamu je 20V/1000ot. Podrobnější popis soustavy je uveden v [13].

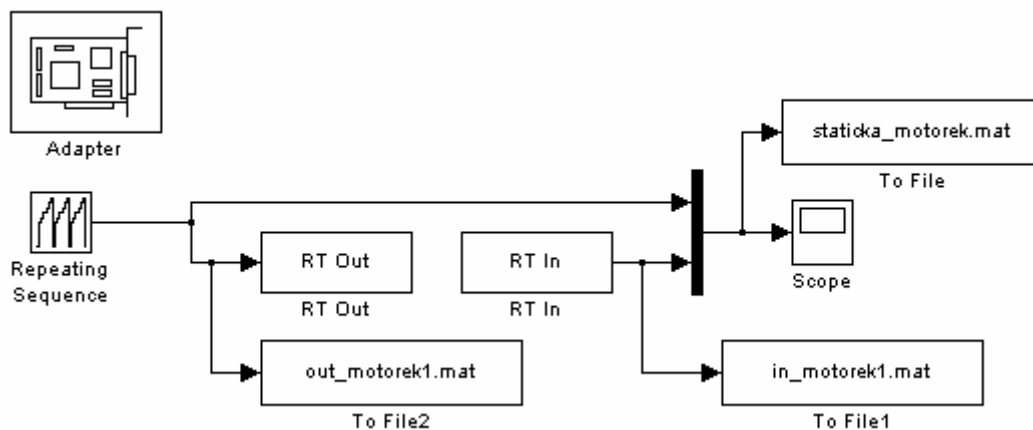


Obr. 5-2: Dynamická soustava

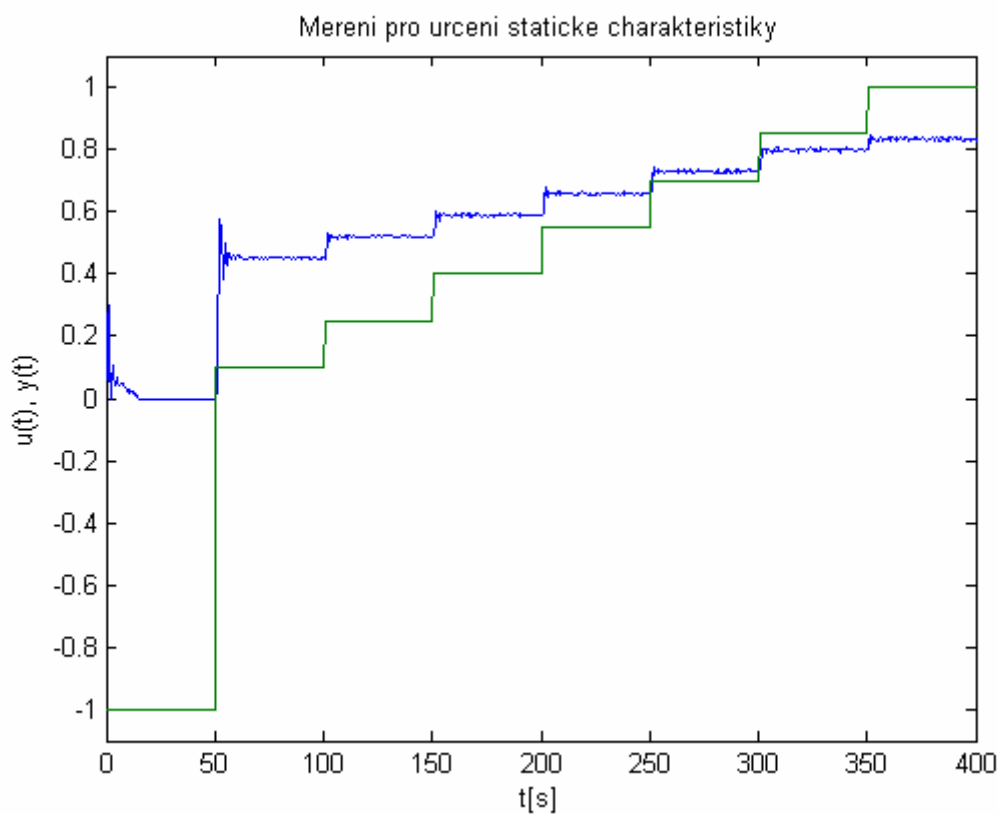
5.2 Identifikace soustavy

Veškerá měření byla prováděna s využitím prostředí Matlab Simulinku a Real-Time Toolboxu. V simulačních schématech se používá blok *Adapter*, který slouží ke konfiguraci měřicí karty. Tento blok musí být obsažen v každém programu, který měřicí kartu používá. Při vložení bloku *Adapter* je tento nenakonfigurovaný, což je ve schématu znázorněno červenou barvou. Před prvním měřením musí být tedy nastaven správný driver podle typu karty. Blok pak získá standardní černou barvu. Nakonec se ještě musí zadat parametry měřicí karty. K ovládání vstupů a načítání výstupů karty slouží dvojice bloků RT-Out a RT-In, které jsou součástí knihoven Real-Time Sinks a Real-Time Sources. Blok RT-Out se používá pro řízení napětí motoru a spínání zátěže. Perioda vzorkování byla zvolena jako $T=0,5s$.

5.2.1 Měření pro určení statické charakteristiky



Obr. 5-3: Simulační schéma pro měření statické charakteristiky

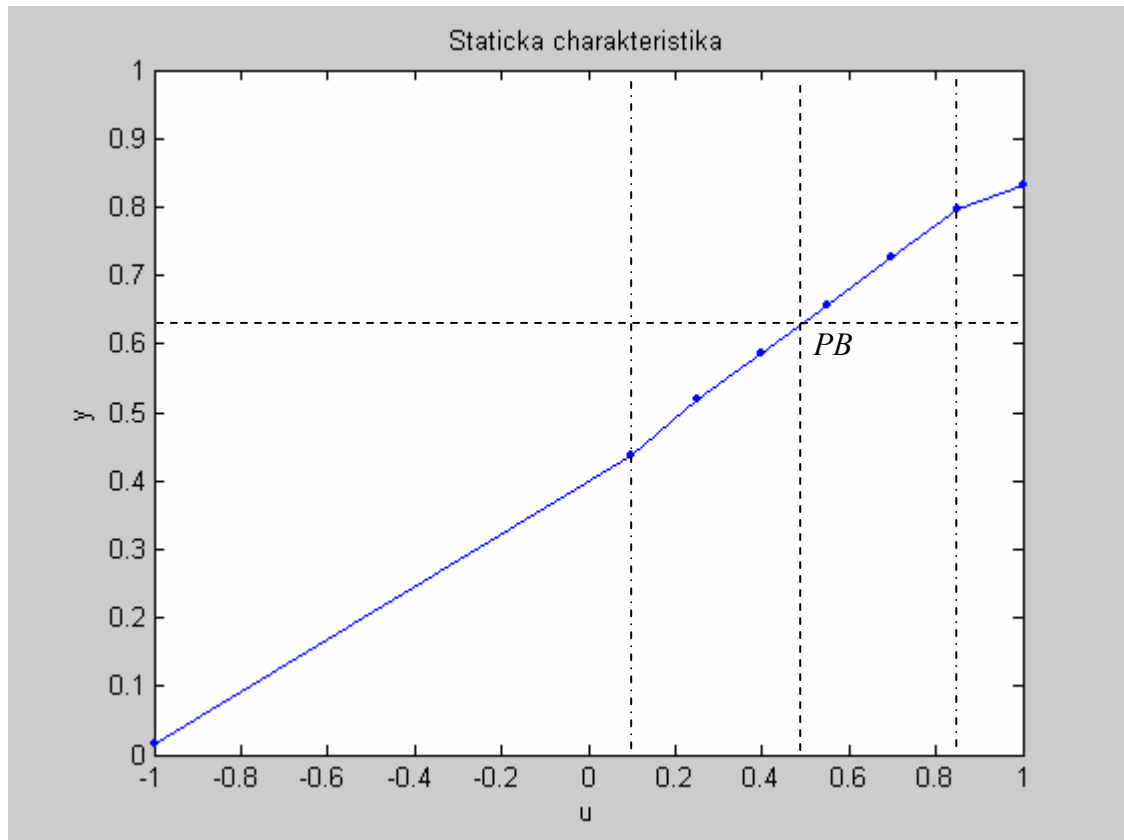


Obr. 5-4: Měření pro určení statické charakteristiky

Na vstup systému byl nejdříve puštěn signál -1 , po prvním časovém úseku o délce 50s byl vstup navýšen na hodnotu 0,1 a po dalších časových úsecích délky 50s byl vstup

rovnoměrně navyšován o hodnotu 0,15 až do hodnoty 1. Použitá data jsou v souborech *in_motorek1.mat* a *out_motorek1.mat*.

K určení statické charakteristiky jsem použila program *statika_motorek.m*, pomocí něhož jsem vykreslila statickou charakteristiku, určila rozmezí $\pm \Delta u$ a optimální pracovní bod *PB*.

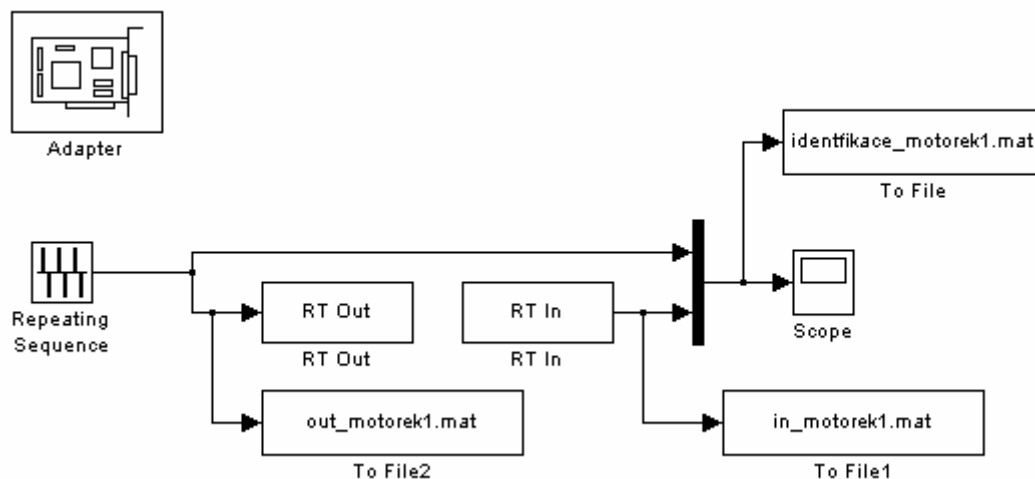


Obr. 5-5: Statická charakteristika

Čárkovanými čarami je vyznačen optimální pracovní bod *PB*, čerchovaně rozmezí $\pm \Delta u$. Lineární část je v rozmezí $u \in \langle 0,1;0,85 \rangle$ a $y \in \langle 0,45;0,80 \rangle$. Pracovní bod je určen jako střed lineární oblasti $u = 0,475$ a $y = 0,625$. Z toho plyne, že $\pm \Delta u = 0,375$.

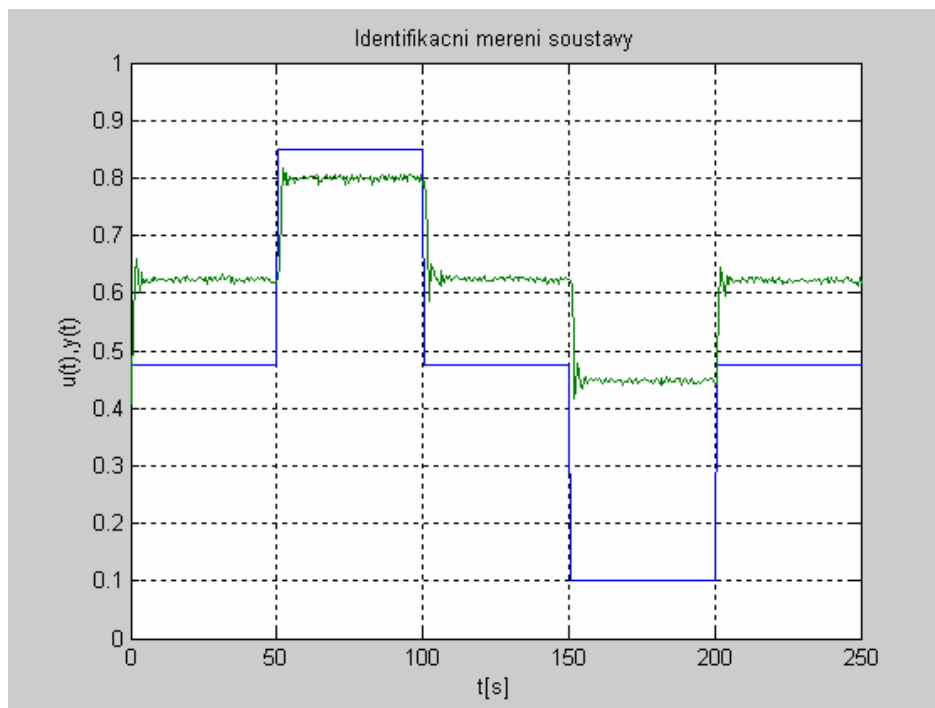
5.2.2 Identifikační měření soustavy

Při identifikačním měření jsem na základě statické charakteristiky určila pracovní bod jako „střed“ lineární oblasti této charakteristiky ($u = 0,475$) a jako Δu jsem použila polovinu rozsahu této lineární oblasti ($\Delta u = 0,375$).



Obr. 5-6: Blokové schéma identifikačního měření v Simulinku

Na vstup systému byl nastaven pracovní bod ($u = 0,475$) a po čase nutném pro ustálení byl proveden skok o $0,375$ na $u = 0,85$, po ustálení byl proveden skok o $-0,375$ zpět do pracovního bodu na $u = 0,475$, dále byl proveden skok na hodnotu $0,1$ a v posledním kroku byl systém vrácen zpět do pracovního bodu. Data byla exportována do souboru *identifikace_motorek1.mat*, vzorkovací frekvence byla $T=0,5s$.



Obr. 5-7: Identifikační měření soustavy

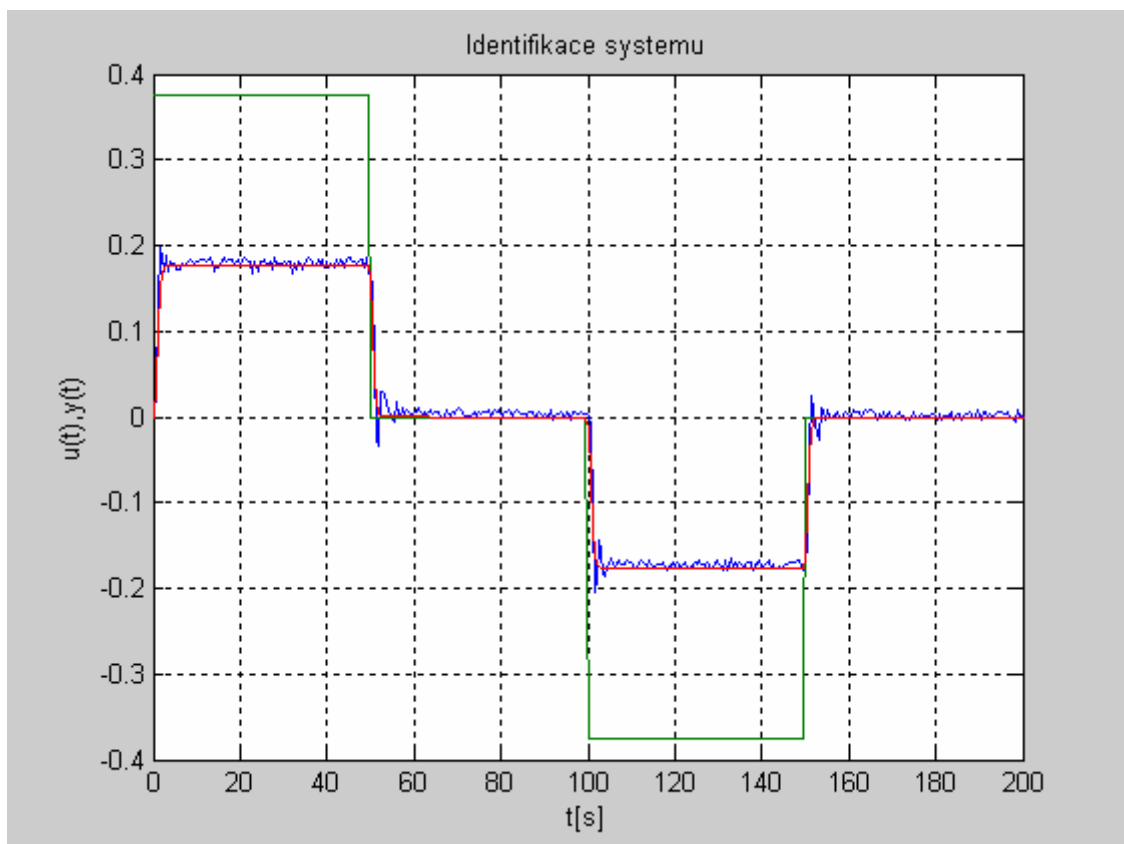
5.2.3 Parametrická identifikace

Zvolila jsem model ve tvaru

$$F(s) = \frac{K}{(Ts+1)^N}, \quad (5-1)$$

kde K je statické zesílení, T je perioda ustálení systému a N je řád systému.

Data získaná z měření jsem nejprve připravila k identifikaci tak, že jsem odstranila z průběhu náběh systému do pracovního bodu a posunula jsem pracovní bod do nuly. Od průběhu budící veličiny u a od průběhu odezvy systému y jsem odečetla hodnoty pracovního bodu tak, abych pracovala pouze s přírůstkovým tvarem, tedy $u'(t) = u(t) - 0,475$ a $y'(t) = y(t) - 0,625$ (tato hodnota byla určena z datové řady měření). V dalším kroku jsem provedla parametrickou identifikaci pomocí programů *idT.m* a *critT.m*.



Obr. 5-8: Identifikace systému

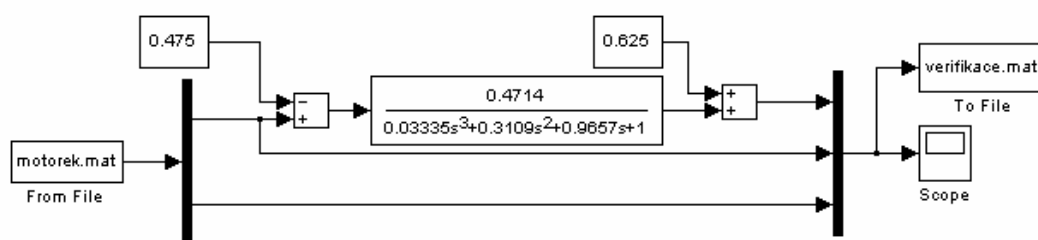
Nejlepší aproximaci obrazového přenosu jsem získala u řádu $N=3$, kdy má výsledný přenos tvar

$$F(s) = \frac{0,4714}{0,03335s^3 + 0,3109s^2 + 0,9657s + 1} \quad (5-2)$$

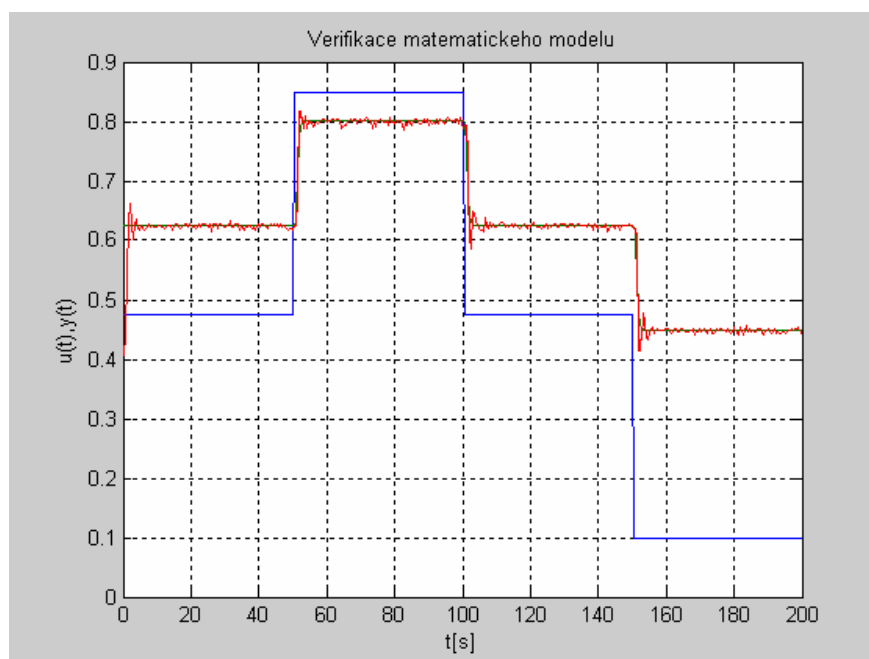
a hodnota kvadratického kritéria J je $J = 0,0292$.

5.2.4 Verifikace matematického modelu

Vzhledem k tomu, že jsem aproximovala systém kolem pracovního bodu, bylo třeba zajistit, aby aproximativní systém pracoval se skutečným průběhem $u(t)$, nikoli $u'(t)$ a aby vracel hodnoty jako aproximovaný systém, tedy nikoli $y'_M(t)$, ale $y_M(t)$. To jsem zajistila úpravou vstupních, resp. výstupních veličin o výše uvedené konstanty.



Obr. 5-9: Blokové schéma pro verifikaci matematického modelu v Simulinku



Obr. 5-10: Verifikace matematického modelu

5.2.5 Měřená porucha laboratorního modelu

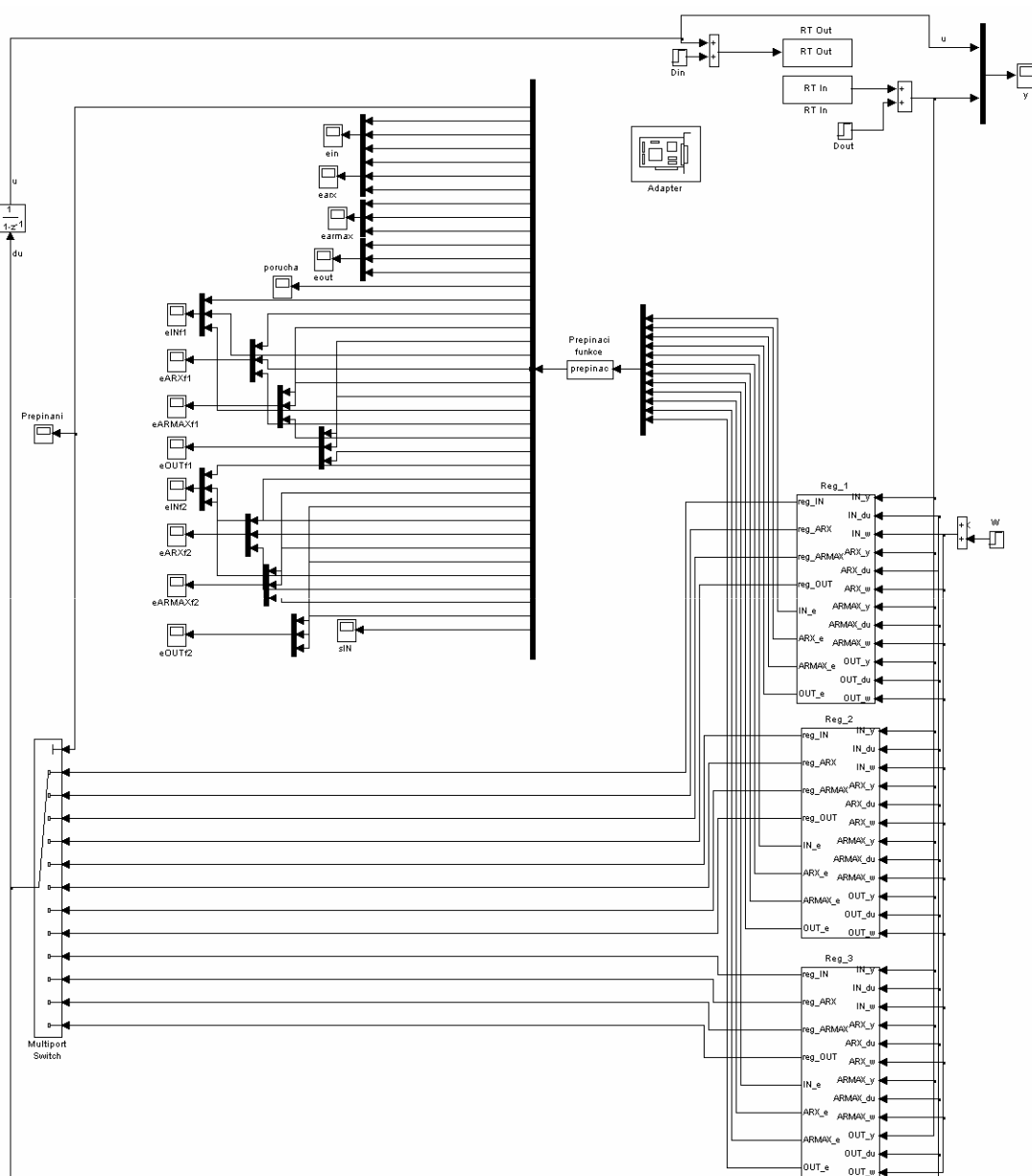
Stejným způsobem, jako byla zidentifikována vlastní regulovaná soustava, byla provedena i identifikace měřené poruchy soustavy, jež je realizována pomocí elektronické zátěže. Parametrickou identifikaci jsem provedla pomocí upravených programů *idT.m* a *critT.m*. Přenos poruchy byl určen jako

$$F(s) = \frac{C}{A} = \frac{0.9168s^2 + 4.5821s + 2.1682}{0,03335s^3 + 0,3109s^2 + 0,9657s + 1} \quad (5-3)$$

5.3 Výsledky měření

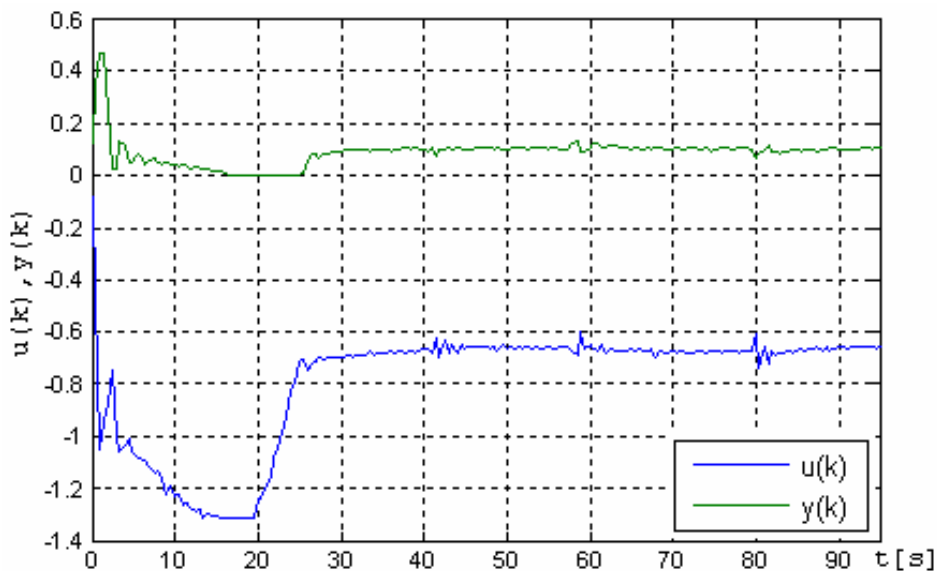
V této části jsou uvedeny výsledky měření na reálné soustavě. Při tomto měření byl použit regulátor s proměnnou strukturou popsáný v Kap. 4.2, který byl pro tento účel přizpůsoben, Obr. 5-11. Úpravy byly provedeny jednak v blokovém schématu a jednak musely být provedeny i částečné změny v programové části. Při měření byly simulovány již dříve předdefinované typy poruch jako jsou poruchy typu IN, OUT a změna žádané hodnoty, která významně ovlivňovala výsledky simulací. Dalším rušivým faktorem, který byl použit, bylo připojení elektronické zátěže. Přenos soustavy bez zátěže je uveden v Kap.5.2.3, přenos se zátěží je uveden v Kap.5.2.5.

Vzhledem k tomu, že je mezi motorem a generátorem pružná spojka, byl systém značně proměnný. Tento faktor hrál významnou roli zejména v případě, kdy byla připojena vlastní elektronická zátěž. Přestože byla tato porucha zidentifikována, záleželo např. i na tom, jak dlouho byla zátěž připojena. Pružná spojka musela být během měření také několikrát opravena a jednou dokonce vyměněna, což také ovlivnilo přesnost měření.



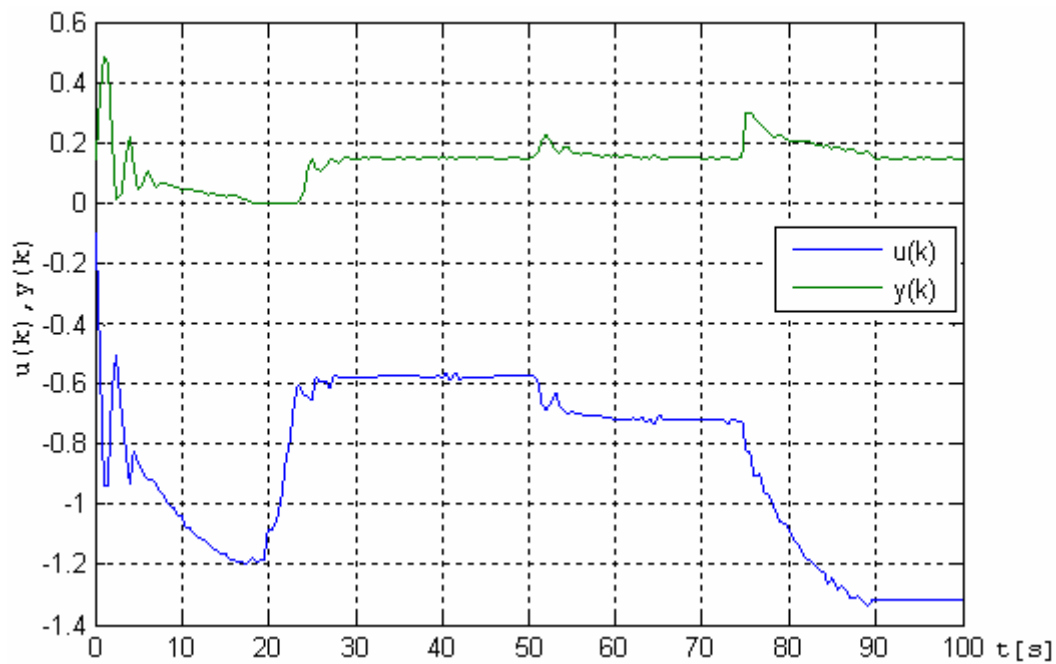
Obr. 5-11: Upravené blokové schéma regulátoru

- Zvolená žádaná hodnota $w=0,1$, skok na žádanou hodnotu byl proveden v čase 20s, v čase 40s byla připojena zátěž, v čase 58s byla odpojena a v čase 80s opět připojena, Obr. 5-12.



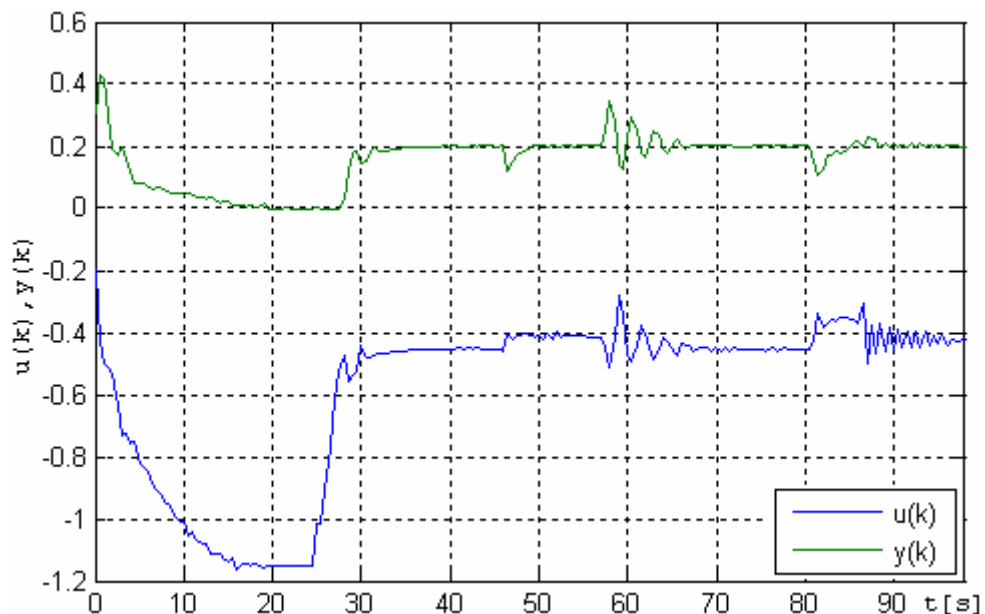
Obr. 5-12: Výsledky simulací

- Zvolená žádaná hodnota $w=0,15$, skok na žádanou hodnotu byl proveden v čase 20s, v čase 50s byla simulována porucha na vstupu, v čase 75s byla simulována porucha na výstupu, Obr. 5-13.



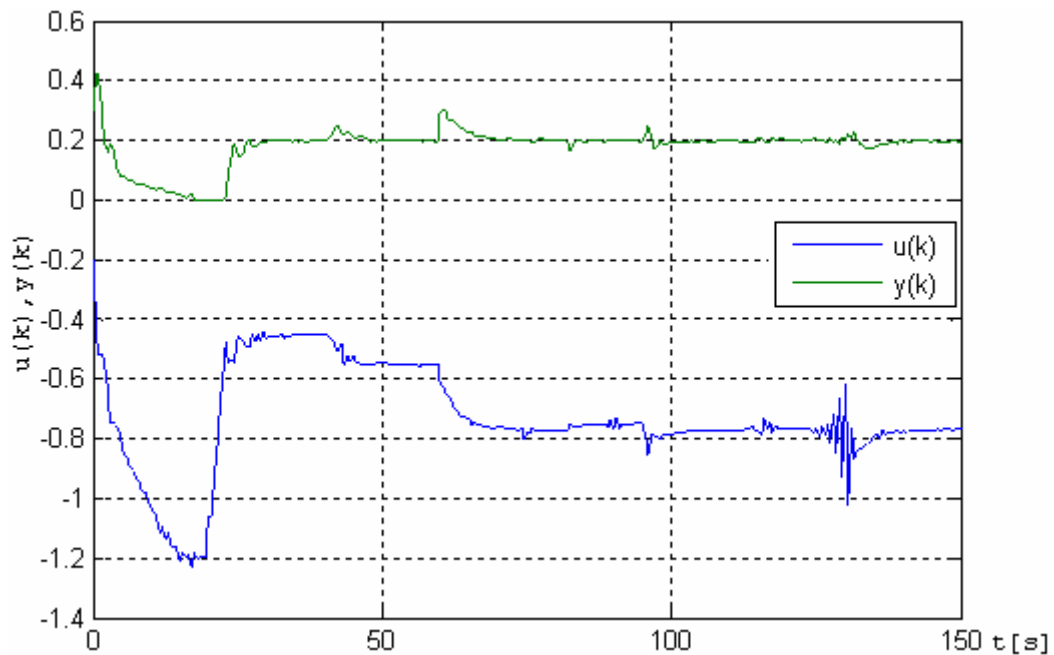
Obr. 5-13: Výsledky simulací

- Zvolená žádaná hodnota $w=0,2$, skok na žádanou hodnotu byl proveden v čase 25s, v čase 45s byla připojena zátěž, v čase 57s byla odpojena a v čase 80s opět připojena, Obr. 5-14.



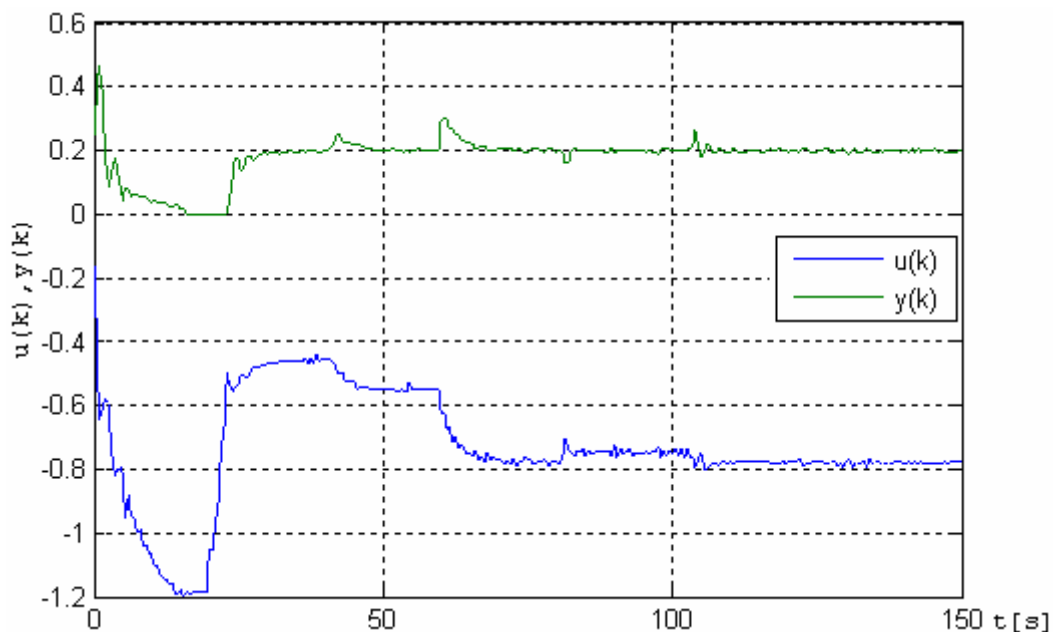
Obr. 5-14: Výsledky simulací

- Zvolená žádaná hodnota $w=0,2$, skok na žádanou hodnotu byl proveden v čase 20s, v čase 40s byla simulována porucha na vstupu, v čase 60s byla simulována porucha na výstupu, v čase 114s byla připojena zátěž a v čase 124s byla odpojona, Obr.5-15.



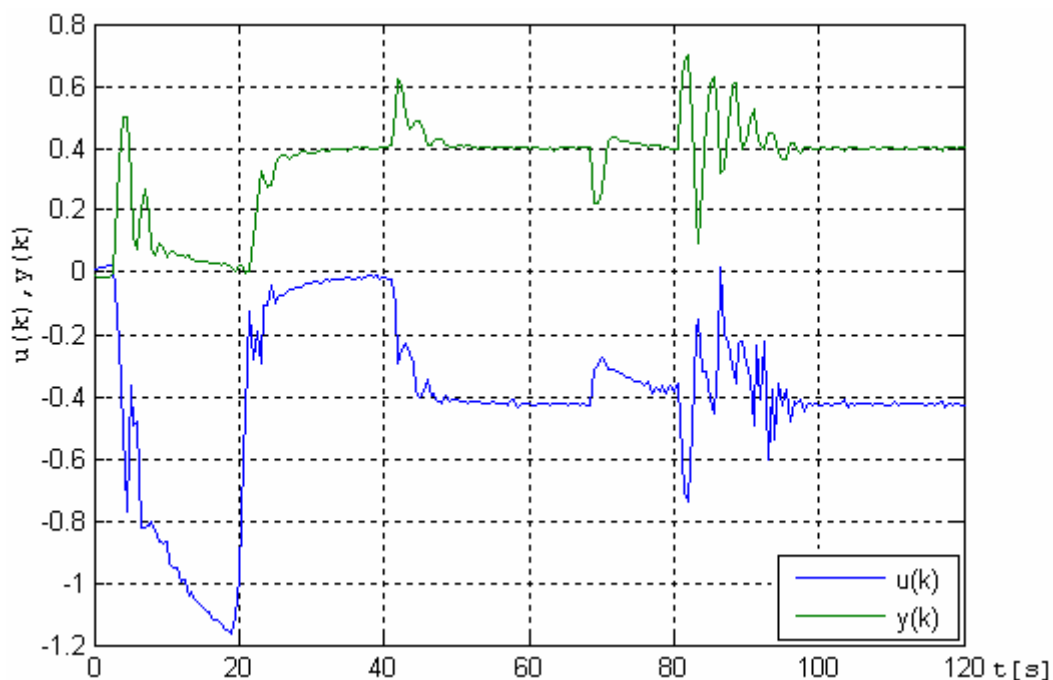
Obr. 5-15: Výsledky simulací

- Zvolená žádaná hodnota $w=0,2$, skok na žádanou hodnotu byl proveden v čase 20s, v čase 40s byla simulována porucha na vstupu, v čase 60s byla simulována porucha na výstupu, v čase 79s byla připojena zátěž, v čase 102s byla odpojena, Obr. 5-16.



Obr. 5-16: Výsledky simulací

- Zvolená žádaná hodnota $w=0,4$, skok na žádanou hodnotu byl proveden v čase 20s, v čase 40s byla simulována porucha na vstupu, v čase 68s byla připojena zátěž, v čase 80s byla odpojena, Obr. 5-17.



Obr. 5-17: Výsledky simulací

Závěr

Tato diplomová práce obsahuje a stručně popisuje přehled metod a postupů používaných při návrzích regulátorů s proměnnou strukturou. Tento výťah je pouze informativní a odkazuje se na rozličnou literaturu. V oblasti regulací s proměnnou strukturou dochází stále k novým výzkumům a objevům, není proto možné popsat úplně všechny postupy. Přesto tato práce podchycuje nejběžněji používané metody z této oblasti.

Další část práce stručně shrnuje poznatky z oblasti automatického řízení týkající se popisu dynamických soustav, použitých regulátorů a estimátorů. Za tímto úvodem následují dva příklady simulačních schémat a programů zabývajících se regulací s proměnnou strukturou. Regulátory jsou popsány a jsou zde také uvedeny výsledky simulací při regulaci soustavy 4. řádu, které byly prováděny pomocí programu Matlab. Oba regulátory pracují v tomto případě velmi spolehlivě, což je na výsledcích simulací dobře viditelné. Jsou proto použitelné pro regulaci podobných systémů.

V poslední části jsou uvedeny výsledky měření na reálné soustavě v laboratoři Technické Univerzity v Liberci týkající se regulace otáček s elektronickou zátěží. Tato soustava byla nejprve zidentifikována a následně k ní byl připojen vybraný regulátor s proměnnou strukturou, který byl pro tento účel upraven jak v simulačním blokovém schématu, tak i programově. Výsledky z těchto měření jsou také zdrojem této práce.

Při měření byly zapojovány poruchy na vstupu, poruchy na výstupu a velmi důležitou roli hrála i velikost nastavené žádané hodnoty. Jelikož se však jedná o regulaci otáček na soustavě, kde je motor spojen se stejnosměrným generátorem pomocí pružné spojky, která bohužel občas praskla a musela se proto znovu spojovat, docházelo i tímto ke změnám v soustavě. Tím bylo samotné měření bohužel komplikováno a zdržováno. Dalším faktorem ovlivňujícím výsledky byla také skutečnost, že při měření záleželo i na době, po kterou zátěž na soustavu působila. Výsledky z těchto různých měření jsou tedy také odlišné. Z celkového pohledu lze však říct, že regulátor přepíná a reguluje danou soustavu poměrně spolehlivě.

Jelikož je v oblasti regulátorů s proměnnou strukturou stále velký prostor pro rozvoj tohoto regulačního odvětví, je zde spousta možností, jak v této práci pokračovat.

Regulátory by se daly vyzkoušet na dalších soustavách, zajímavým případem by mohla být také regulace nelineárního systému.

Literatura

- [01] HESPANHA, J. P. *Tutorial on Supervisory Control*. Dept. Electrical & Computer Engineering, University of California, Santa Barbara, 2002.
- [02] BEDWANI, W. A., ISMAIL, O. M. *Genetic Optimization of Variable Structure PID control Systems*. Department of Computer Science, Arab Academy for Science and Technology, Alexandria, Egypt, 2001.
- [03] CHIH-CHIANG CHENG, I-MING LIU *Design of MIMO integral variable Structure controllers*. Taiwan, Republic of China, 1999.
- [04] KWATNY H. G., TEOLIS, C., MATTICE M. *Variable Structure Control of Systems with Nonlinear Friction*. Philadelphia, Maryland, New Jersey, 1999.
- [05] KOU-CHENG HSU *Variable Structure Control Design for Uncertain Dynamic Systems with Sector Nonlinearities*. Automatica, Vol. 34, No. 4, Great Britain, 1998.
- [06] STEPANENKO, Y., YONG CAO, CHUN-YI SU *Variable Structure Control of Robotic Manipulator with PID Sliding Surfaces*. International Journal of Robust and Nonlinear Control, Vol. 8, 79-90, Canada, 1998.
- [07] YONG, Y., WENMEI, H., RYDBERG, K. E. *Fuzzy Variable Structure Control with a Harmonizing Mechanism and its Application on an Electro-Hydraulic Servo System*. China, Sweden.
- [08] ABDESSAMEUD, A., KHELFI, M. F. *A Variable Structure Observer for the Control of Robot Manipulators*. International Journal of Applications of Mathematical and Computer Science, Vol. 16, No. 2, 189–196, 2006.
- [09] MODRLÁK, O. *Analýza dynamických systémů*. Liberec, 2004.
- [10] MODRLÁK, O. *Úvod do diskrétní parametrické identifikace*. Liberec, 2004.
- [11] DYTRYCH, J. *Spojité regulátor s diskrétním estimátorem proměnné struktury*. Liberec, 2003.
- [12] NEUMANN, J. *Regulátor s proměnnou strukturou*. Liberec, 2003.
- [13] MODRLÁK, O., ŠKOLNÍK, P. *Regulace otáček se zátěží (Model s elektronickou zátěží)*. Liberec, 2005.

Přílohy k diplomové práci

CD nosič obsahující:

- text diplomové práce ve formátu pdf
(*diplomova_prace.pdf*)
- programy a simulační schémata regulátorů ve složce *Regulatory*